re

RADIOELEKTRONIK

- AUDIO - HI-FI - VIDEO -

4'93

INDEKS 374040 Cena 21.000



PL ISSN 01376802

re
RADIOELEKTRONIK
AUDIO-HI-FI-VIDEO

KWIECIEŃ 1993 ● ROCZNIK XLIV (167) **4'93**

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.
Ogłoszenia przyjmuje Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video", ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa, godz. 10⁰⁰-14⁰⁰.
Tel. 31-46-21, 31-93-37, tlx 814550 fax 192187.

2 **Z KRAJU i ZE ŚWIATA**
3 **ELEKTROAKUSTYKA** Filtry aktywne RC (1)
4 **TECHNIKA KOMPUTEROWA** Drukarka HP Laser Jet 4
6 **TECHNIKA RTV** System NICAM (2)
7 Magnetowid VHS (1)
9 **MIERNICTWO** "True RMS" metody pomiaru
12 **KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW** Trzyzakresowy regulator barwy dźwięku
13 Uniwersalna latarka
14 Układ scalony LM3909
15 **PORADNIK ELEKTRONIKA** 8.1 Pomiary prądu i napięcia stałego (1)
25 **RADIOKOMUNIKACJA** Wielopasmowy transceiver QRP (1)
27 Samozerujący miernik współczynnika fali stojącej
21 **PODZESPOŁY** Liniowe zastosowania inwerterów CMOS
23 **SCHEMATY** Odbiornik satelitarny Grundig STR 12 (1)

25 **NOWOŚCI** Minipłyta kompaktowa
27 **AKTUALNY TEMAT** DCC — kodowanie sygnałów
29 Stereofonia przestrzenna
30 **NA NASZYM RYNKU** Zespoły głośnikowe NEXO
32 Fuji kasety video i audio
34 **POZNAJEMY SPRZĘT** Magnetowid NV-W1
36 Wieża hi-fi Philipsa
38 **PRAKTYCZNE RADY** Zanim kupisz telewizor krajowy
40 **KRÓTKO o WSZYSTKIM** Video na pokładzie samolotu
40 Zabezpieczenie przed kradzieżą
40 Kalkulator "dydaktyczny"

41 **PODZESPOŁY** "Uczący się" sterownik UA 3722
45 **ELEKTRONIKA w SAMOCHODZIE** Automat świateł mijania
47 **POMYSŁ i REALIZACJA** Automatyczne powtarzanie odtwarzania
48 **Z PRASY ZAGRANICZNEJ** Prosty podwajacz częstotliwości
48 **DO... i OD REDAKCJI** Jeszcze o transformatorze AT110
49 **RÓŻNE** Firmy o których słyszymy — Schrack
50 Pronic '92
52 Komputer Expo '93

ADRES: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video" ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa Tel. 31-46-21, 31-93-37
KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** dr inż. Jerzy Frydrychowicz, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Jerzy Justat, mgr inż. Leon Kossobudzki, inż. Maria Łopuszniak, dr inż. Michał Nadachowski, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Cezary Rudnicki, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Maria Tronina, doc. mgr inż. Aleksander Witort
Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek
Okładkę i wkładkę "Audio-HiFi-Video" projektował: Bogdan Sozański
Laboratorium: mgr inż. Leszek Halicki, mgr inż. Jerzy Justat
Sekretariat: Ewa Wiśniewska
Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów.
Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień zamieszczone w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu.
Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w "Radioelektroniku Audio-HiFi-Video" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

re
Wydawca RADIOELEKTRONIK
Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa

Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie.
Cena zł 21.000

Na okładce. Laboratorium na łące.
Dwukanałowy analizator czasu rzeczywistego częstotliwości do pracy w warunkach polowych, przy zachowaniu szybkości i dokładności przyrządu laboratoryjnego. Służy do pomiaru szumów, zakłóceń, interferencji itp. (Firma Brüel & Kjaer & Single-channel type 2143, Dual-channel type 2144)

Filtry aktywne RC (1)

Paweł Turkowski, Piotr Janas

W artykule opisano zasady projektowania prostych aktywnych filtrów RC. Podano wzory do obliczania filtrów Butterwortha i Czebyszewa oraz przykłady zaprojektowanych filtrów.

Filtr aktywny RC, to układ niewielkiej liczby elementów RC połączonych z układem aktywnym, najczęściej scalonym wzmacniaczem operacyjnym. Do głównych zalet filtru aktywnego w porównaniu z filtrami biernymi LC można zaliczyć: eliminację cewek jako elementów konstrukcyjnych filtru oraz mniejsze pojemności umożliwiające stosowanie stabilnych typów kondensatorów o niewielkich wymiarach. Zalety te szczególnie ujawniają się w zakresie małych częstotliwości akustycznych.

Projekt filtru nie musi ponadto uwzględniać szczególnej wartości rezystancji źródła i obciążenia. Wadami są: konieczność zasilania układu, gorsze parametry szumowe i rosnące trudności konstrukcyjne dla większych częstotliwości akustycznych.

Wiele firm produkuje układy scalone ułatwiające wykonanie filtru aktywnego lub kompletne filtry aktywne. Przedstawione niżej filtry wykorzystują jednak tanie, uniwersalne i łatwo dostępne scalone wzmacniacze operacyjne. Mogą nimi być ULY7741, TL081/82/84 lub podobne.

Wielka liczba możliwych rozwiązań konstrukcyjnych filtrów aktywnych przy jednoczesnym braku w popularnej krajowej literaturze elektronicznej wskazówek dotyczących zasad ich projektowania stawia niespecjalistę w trudnej sytuacji. Trudności te dotyczą szczególnie wielosekcyjnych filtrów, dla których dokonanie wyboru odpowiedniego układu i zadowalające wykonanie są niemożliwe bez wskazówek projektowych i konstrukcyjnych.

Opisane filtry realizujące charakterystyki Butterwortha i Czebyszewa skonstruowano jako kaskadowe połączenie sekcji Sallena-Key'a. Każda sekcja filtru zawiera jedynie dwa rezystory, dwa kondensatory i jeden scalony wzmacniacz operacyjny. Takie filtry są proste w projektowaniu i konstruowaniu. Aby otrzymać sekcję o założonych parametrach oblicza się wartość obu rezystancji zakładając uprzednio z dużą dowolnością wartości pojemności.

Kolejne sekcje kaskady nie wpływają na siebie i mogą być wykonywane oddzielnie. Omawiane tu proste filtry kaskadowe można polecić, gdy wymagany jest filtr dolno- lub górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej wynoszącej od kilku Hz do kilku kHz i nachyleniu charakterystyki amplitudowej do około 60 dB/oktawę.

Filtry dolnoprzepustowe

Pracownik firmy IBM P. Ioannides podał użyteczne wskazówki dotyczące projektowania pewnej klasy filtrów aktywnych dolno- i górnoprzepustowych [1]. Podstawowy stopień dolnoprzepustowego filtru przedstawiono na rys. 1. Jest to tzw. sekcja dolnoprzepustowa Sallena-Key'a. Sekcja składa się ze wzmacniacza operacyjnego i czterech elementów zewnętrznych R_1, R_2, C_1, C_2.

O charakterystyce sekcji podstawowej decydują dwa parametry:

częstotliwość graniczna

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1\ R_2\ C_1\ C_2}} \tag{1}$$

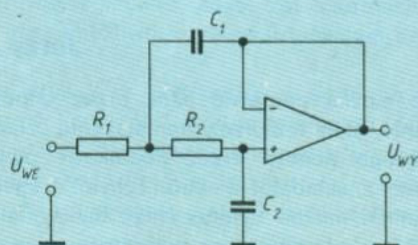
współczynnik tłumienia

$$\zeta = 0{,}5\left(\sqrt{\frac{R_1\ C_2}{R_2\ C_1}} + \sqrt{\frac{R_2\ C_2}{R_1\ C_1}}\right) \tag{2}$$

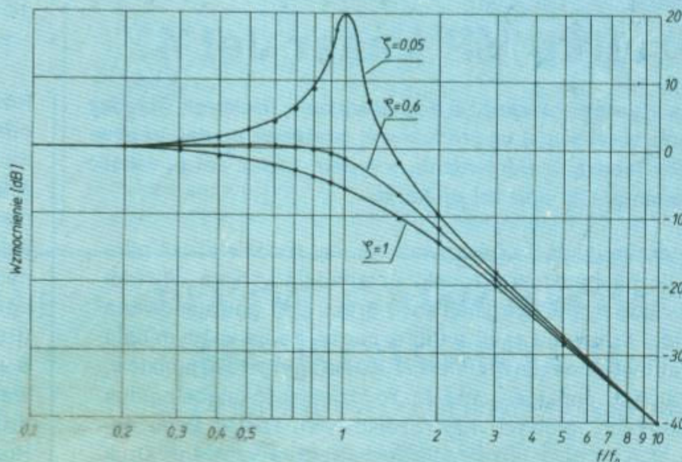
Pojedyncza sekcja Sallena-Key'a jest najprostszym rodzajem filtru aktywnego. Niezależnie od wartości parametru ζ, dla częstotliwości $\omega << \omega_n$ napięciowe wzmocnienie stopnia $k_u = 1$, a dla $\omega >> \omega_n$ amplituda napięcia wyjściowego maleje proporcjonalnie do ω^{-2}, tzn. 12 dB/oktawę (rys. 2). Wartość współczynnika tłumienia ζ decyduje o kształcie funkcji przenoszenia w pobliżu częstotliwości granicznej ω_n. Jak ilustruje rys. 2 dla częstotliwości $\omega = \omega_n$ sekcja ma wzmocnienie napięciowe równe $1/(2\zeta)$. Wielkość tę nazywa się "dobrocią" sekcji i oznacza literą "Q". Maksymalnie płaską charakterystykę amplitudową otrzymuje się dla ζ o wartości równej około 0,6.

Jednosekcyjne filtry o takich samych parametrach ω_n i ζ mają identyczne charakterystyki. Przystępując do projektowania filtru kondensatorom C_1, C_2 można przypisać wartości dostępne w sprzedaży, a wartości rezystorów R_1, R_2 obliczyć, aby otrzymać odpowiednie ω_n i ζ. Musi być przy tym spełniony warunek: $C_2/C_1 < \zeta^2$, w przeciwnym razie równania na R_1 i R_2 nie mają rzeczywistych rozwiązań. Układ równań (1)–(2) prowadzi do następujących rozwiązań na szukane wielkości rezystorów R_1, R_2:

$$R_2 = \frac{1}{C_2\ \omega_n}\left(\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - C_2/C_1}\right) \tag{3}$$



Rys. 1. Schemat podstawowego stopnia dolnoprzepustowego filtru aktywnego – sekcja Sallena-Key'a



Rys. 2. Charakterystyka amplitudowa filtru z rys. 1 dla różnych wartości współczynnika tłumienia ζ

$$R_1 = \frac{1}{R_2 C_1 C_2 \omega_n^2} \quad (4)$$

Przyjęcie we wzorze (3) rozwiązania, w którym występuje znak "–" zamiast "+" jest równoważne zamianie miejscami rezystorów R_1 i R_2.

Filtry Butterwortha

Dla uzyskania szybszego spadku wzmocnienia powyżej częstotliwości granicznej łączy się *p* sekcji podstawowych w kaskadę. Nie jest to jednak proste połączenie identycznych stopni.

W filtrze Butterwortha (filtr o maksymalnie płaskiej charakterystyce amplitudowej w pasmie przepustowym) dla każdej z *p* sekcji zakłada się identyczną częstotliwość graniczną ω_n (filtr synchroniczny) oraz malejące kolejno współczynniki tłumienia: $\zeta_1 = \cos(\pi/4p)$, $\zeta_2 = \cos(3\pi/4p)$,..., $\zeta_p = \cos((2p-1)\pi/4p)$. Projektując filtr dwusekcyjny otrzymujemy $\zeta_1 = 0{,}9239$, $\zeta_2 = 0{,}3827$. Dla trójsekcyjnego filtru $\zeta_1 = 0{,}9659$, $\zeta_2 = 0{,}7071$, $\zeta_3 = 0{,}2588$.

Amplituda napięcia wyjściowego *p*-sekcyjnego filtru Butterwortha dla $\omega = \omega_n$ jest tłumiona o 3 dB w stosunku do napięcia wejściowego, natomiast dla $\omega >> \omega_n$ maleje z szybkością 12·p dB/oktawę. Powiększanie liczby sekcji w kaskadzie polepsza charakterystykę amplitudową filtru pogarszając jednocześnie odpowiedź na impuls prostokątny.

Filtry Czebyszewa

Filtr Czebyszewa w porównaniu z filtrem Butterwortha o tej samej liczbie sekcji ma mniejsze tłumienie w pasmie przepustowym, natomiast tłumienie powyżej częstotliwości granicznej jest większe. Jest to okupione (zwykle niewielką) falistością charakterystyki amplitudowej w pasmie przepustowym i pogorszeniem odpowiedzi na impuls prostokątny.

Projektowanie filtru Czebyszewa rozpoczyna się od obliczenia wartości pomocniczego parametru δ

$$\delta = \frac{1}{2p} \text{ ar sinh } (1/\sqrt{10^{Rip/10} - 1}) \quad (5)$$

przy czym "ar sinh" oznacza funkcję odwrotną do funkcji sinus hiperboliczny, *Rip* oznacza założone zafalowanie (podwojoną amplitudę zafalowania charakterystyki w pasmie przepustowym) wyrażone w dB, a *p* oznacza liczbę sekcji filtru [2]. W przypadku filtru dwusekcyjnego $\delta = 0{,}6447$, $\delta = 0{,}5580$ i $\delta = 0{,}4435$ dla *Rip* równego odpowiednio: 0,1 dB, 0,2 dB i 0,5 dB. W przypadku filtru trójsekcyjnego $\delta = 0{,}4298$, $\delta = 0{,}3720$ i $\delta = 0{,}2957$ dla *Rip* równego odpowiednio: 0,1 dB, 0,2 dB i 0,5 dB.

Częstotliwości graniczne poszczególnych sekcji filtru Czebyszewa są różne i wynoszą

$$\omega_{n,k} = \omega_n \sqrt{\left(\sinh\delta \cos\left[\frac{(2k-1)}{4p}\pi\right]\right)^2 + \left(\cosh\delta \sin\left[\frac{(2k-1)}{4p}\pi\right]\right)^2} \quad (6)$$

przy czym: k – numer sekcji, k = 1,2,3,...,p.

Współczynniki tłumienia poszczególnych sekcji filtru są następujące:

$$\zeta_k = \frac{\omega_n}{\omega_{n,k}} \sinh \delta \cos\left[\frac{(2k-1)}{4p}\pi\right] \quad (7)$$

P r z y k ł a d

Zakładając *Rip* = 0,2 dB otrzymujemy:

dla p = 2,

$\zeta_1 = 0{,}7741$, $\zeta_2 = 0{,}2053$,

$\omega_1 = 0{,}7011\ \omega_n$, $\omega_2 = 1{,}0948\ \omega_n$.

dla p = 3,

$\zeta_1 = 0{,}7988$, $\zeta_2 = 0{,}3352$, $\zeta_3 = 0{,}0949$,

$\omega_1 = 0{,}4603\ \omega_n$, $\omega_2 = 0{,}8031\ \omega_n$, $\omega_3 = 1{,}0382\ \omega_n$.

Tłumienie takiego dwusekcyjnego filtru Czebyszewa dla $\omega = \omega_n$ wynosi 0 dB, natomiast dla $\omega = 2\ \omega_n$ wynosi 26 dB wzrastając w przypadku filtru trójsekcyjnego do 49 dB. Zakładanie zafalowania mniejszego od 0,1 dB jest niecelowe, ponieważ filtr Czebyszewa o częstotliwości granicznej ω_n mający bardzo małą wartość parametru *Rip* (duża wartość parametru δ) zachowuje się jak filtr Butterwortha o częstotliwości granicznej większej od ω_n i równej $1/2e^{\delta}\ \omega_n$.

Wartości kondensatorów C_1, C_2 i rezystorów R_1, R_2 w poszczególnych stopniach filtru Czebyszewa obliczamy identycznie jak dla omówionej wyżej pojedynczej sekcji Sallena-Key'a wybierając wartości kondensatorów dostępnych w sprzedaży, a rezystorów R_1, R_2 zapewniających odpowiednią wartość parametrów ζ_k i $\omega_{n,k}$. Projektując filtr Czebyszewa o dużej liczbie sekcji natrafimy na trudność polegającą na tym, że ostatnia sekcja filtru powinna mieć małą wartość współczynnika tłumienia ζ, a zatem bardzo mały stosunek C_2/C_1. Taka sekcja o dużym wzmocnieniu napięciowym dla częstotliwości $\omega = \omega_n$ (równym Q) będzie stopniem, w którym dadzą o sobie znać m.in. ograniczenia stawiane przez układ operacyjny. Do uwagi tej wrócimy dalej. Ogólnie rzecz biorąc, filtr Czebyszewa jest nieco trudniejszy do wykonania niż filtr Butterwortha o tej samej liczbie sekcji. □

technika komputerowa



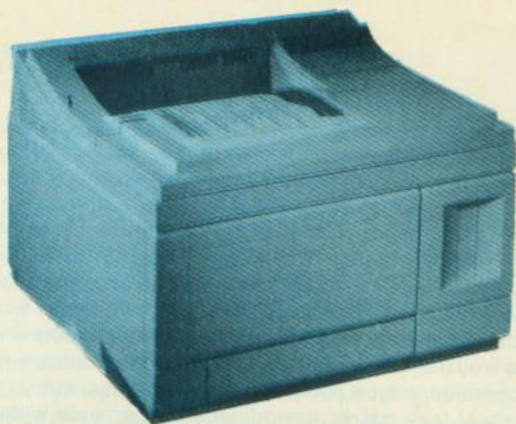
Drukarka HP Laser Jet 4

Jerzy Justat

Firma Hewlett Packard, znany producent drukarek (między innymi laserowych) wyprodukował następny model, zapewniający lepszą w porównaniu z typem Laser Jet III jakość dokumentu. Oto opis tej drukarki.

Za kryterium jakości druku uważana jest rozdzielczość mierzona liczbą punktów (kropek) przypadających na cal (dpi = dots per inch). Rozdzielczość druku 330 dpi stosowana w modelu drukarki Laser Jet III oznacza, że na każdym calu kwadratrowym można rozmieścić 300 kolumn po 300 punktów, czyli 90 tys. punktów. Jest to rozdzielczość nieosiągalna w drukarkach igłowych lub rozetkowych. Dzięki temu poszczególne litery są wyraźniejsze i ostrzej zarysowane. Druk jest bardziej czytelny i wygląda ładniej.

Rozdzielczość można poprawić bądź przez odpowiednie oprogramowanie, bądź też przez zmniejszenie cząstek pigmentu barwiącego (toner). Przez dodatkowe płytki typu Add-on i add-in z układami elektronicznymi i specjalnym oprogramowaniem można było uzyskać maksymalną rozdzielczość 120 dpi, ale konieczne było stosowanie specjalnych programów obsługi drukarki. Firma Hewlett Packard opracowała także metodę poprawy wydruku nazywaną RET (Resolution Enhanced Technology), która wymaga pigmentu o wymiarach drobinek 20÷30% mniejszych niż dotąd stosowane. Te nowe pigmenty, znacznie mniej rozpraszają się na drukowanej stronie dzięki czemu wydruki są idealnie czyste. Rozmieszczenie punktów lepiej odtwarza linie krzywe, łuki, zaokrąglenia, kontury liter.



Fot. 1. Drukarka laserowa HP Laser Jet 4 firmy Hewlett Packard

W nowej drukarce HP Laser Jet 4 (fot. 1) zastosowano także tę metodę oraz nowy układ (mechanizm) drukowania zapewniający rozdzielczość 600 dpi 360 000 punktów na cal kwadratowy. Poprawa jakości druku eliminuje zjawisko "schodkowania", czerń jest jeszcze "czarniejsza", dodatkowo zwiększono gradację szarości. Powoduje to, że wydrukowana fotografia ma lepszą jakość niż fotokopia (fot. 2). W drukarce HP Laser Jet 4 i 4M zastosowano mikroprocesor RISC firmy Intel 80960 KA-20 MHz, co wyeliminowało opóźnienia występujące w wielu drukarkach przy przetwarzaniu skomplikowanej grafiki. Wyposażona jest w pamięć 6 MB, którą można rozbudować do 34 MB przez dołączanie modułów SIMM o pojemnościach po 1, 2, 4 i 8 MB.

Drukarka może współpracować z komputerami osobistymi PC wyposażonymi w mikroprocesory Intela i z komputerami Macintosh, Porty: równoległy Bi-Tronic, szeregowy RS232, oraz gniazdo MIO (Modular Input-Output) na moduły we-wy są standardowym wyposażeniem drukarki HP Laser Jet 4. Równoległy port Bi-Tronic realizuje komunikację dwukierunkową (nowa wersja złącza Centronics). Gdy drukarka wymaga obsługi, uzupełnienia zapasu papieru czy wymiany pigmentu, może wysłać odpowiednie komunikaty o swoim stanie wprost na ekran komputera. Gniazdo MIO umożliwia dodanie opcjonalnie karty Jet-Direct przeznaczonej do współpracy w systemach Novell NetWare, IBM LAN Server i Microsoft LAN Manager pracujących w sieciach Ethernet bądź Token Ring. Karta ta umożliwia współpracę także z sieciami w środowisku Macintosha. Karty HP JetDirect umożliwiają dołączenie drukarki bezpośrednio do złącza jakiejkolwiek sieci.

Zapewnia przesyłanie danych z pełną szybkością transmisji danej sieci i umożliwia zarządzanie siecią. Oprogramowanie systemowe HP Explorer Laser Jet 4 pomaga użytkownikowi skonfigurować komputer, dostarcza informacji o funkcjach drukarki oraz umożliwia sterowanie funkcjami drukarki z komputera.

Drukarka drukuje z prędkością 8 stron na minutę przy rozdzielczości 600 dpi. Dzięki programom i technikom kompresji obrazu i zarządzania pamięcią przygotowuje druk obrazu graficznego strony w czasie druku strony poprzedniej, co umożliwia drukowanie grafiki z szybkością tekstu. Typowo można wykonać 20 tys. stron miesięcznie. Zastosowano ulepszoną wersję języka HP PCL z optymalizowaną szybkością przetwarzania grafiki. Nowa wersja programu PostScript poziom dwa czterokrotnie zwiększa szybkość jego działania w porównaniu z wersją stosowaną w drukarce Laser Jet III. Można emulować standardy Epson FX i IBM Proprinter. Wyposażona jest w 45 skalowanych krojów pisma, w tym 35 krojów Intellifont i 10 krojów True Type należący standardowo do MicrosoftR Windows 3.1, oraz 35 standardowych krojów PostScriptowych. Polskie znaki są w kodzie Latin 2. Posiada podajnik kopert o pojemności 75 sztuk dostosowany do 5 ich wielkości oraz opcjonalnie w różnego rodzaju kasety do podawania papieru. Kasety do ładowania papieru mogą być następujące: uniwersalna o pojemności 100 sztuk z ręcznym podawaniem papieru i automatyczne o pojemności 250 i 500 arkuszy. W sumie, przy zastosowaniu trzech podajników można wydrukować 850 arkuszy. Układ druku może być poziomy i pionowy oraz odwrócony poziomy i pionowy. Maksymalnym formatem papieru (offsetowy, specjalny makulatorowy) jest A4. Wskaźniki drukarki informują ile papieru i jakiego formatu znajduje się jeszcze w drukarce. Funkcje sterowania i kontroli są wyświetlane na jasnym, fluorescencyjnym ekranie panelu czołowego. Mogą być wyświetlane w 13 językach, w tym także polskim.



Fot. 2. Fotografia chłopca wydrukowana na drukarce laserowej

A oto pozostałe parametry drukarki.

Parametry drukarki HP Laser Jet 4

Mikroprocesor:	RISC firmy Intel 80960 KA-20 MHz
Pamięć:	6 MB, opcjonalne moduły SIMM 1, 2, 4, 8 MB maksymalnie 34 MB
Szybkość:	8 stron na minutę
Rozdzielczość:	600 dpi
Technika drukowania:	sucha elektrofotografia laserowa
Języki oprogramowania:	HP PCL5, PJL (język zadaniowy drukarki) opcjonalnie Adobe Post Script Level 2, Epson/IBM Proprinter
Oprogramowanie systemowe:	HP Explorer Laser Jet 4
Kroje pism:	35 Intellifont, 10 TrueType polskie znaki w kodzie Latin 2 32 wewnętrzne zestawy symboli ładowane kroje PostScript
Interfejsy:	HP-Bi Tronics, szeregowy RS 3232 lub RS-422 gniazdo MIO
Zasilanie:	220÷240 V/50 Hz
Pobór mocy:	maks. 660 W (drukowanie), 90 W (gotowość)
Wymiary:	wysokość 297, szerokość 416, głębokość 403 mm
Masa:	17 kg
Temperatura pracy:	10÷32,5°C
Poziom hałasu:	49 dB (drukowanie). 33 dB (gotowość)

WOJART WYKONUJE **PŁYTKI OBWODÓW DRUKOWANYCH**

NA ZAMÓWIENIE W ILOŚCIACH PRODUKCYJNYCH

RASZYN k. W-wy – Nowe Grocholice
ul. Robotnicza 3
kierunek na Opacz z Raszyna

tel. 560-770 (godz. 8–15), 450-250 (wieczorem)

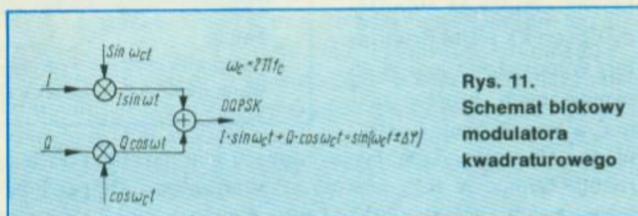
RO/212/91

System NICAM (2)

Czesław Frąc

Modulator DQPSK

Modulacja stosowana w nadajniku NICAM nazywa się DQPSK (ang. Differential Quadrature Phase Shift Keying) – różnicowa kwadraturowa modulacja z kluczowanym przesuwem fazy. Jest to modulacja stosowana przy transmisjach cyfrowych wykorzystujących odbiór koherentny mało u nas znana, zostanie więc opisana nieco szerzej.



Rys. 11. Schemat blokowy modulatora kwadraturowego

Schemat modulatora DQPSK jest przedstawiony na rys. 11. Szeregowy strumień bitów jest rozdzielany na dwa równoległe strumienie tzw. duobitów, nazywanych sygnałami J i Q. Tak uzyskane dwa przebiegi J i Q noszą nazwę przebiegów ortogonalnych (prostopadłych), ponieważ są one jakby przesunięte względem siebie w fazie o 90°, co widać zwłaszcza dla ciągów podwójnych zer i jedynek. Te dwa przebiegi sterują tzw. kwadraturowym modulatorem fazy. Modulator ten składa się z trzech elementów:
- modulatora zrównoważonego mnożącego sygnał I z sygnałem o częstotliwości nośnej sin ωt, co daje iloczyn I·sin ωt,
- modulatora zrównoważonego mnożącego sygnał Q z sygnałem ortogonalnym do sin ωt, czyli cos ωt, dającego wynik Q·cos ωt,
- sumatora obu iloczynów.

Kolejne pary bitów (duobitów) I i mogą przyjmować następujące wartości:

I	0	0	1	1	lub	−1	−1	+1	+1
Q	0	0	0	1		−1	+1	−1	+1

Wartości bitów −1 i +1 umożliwiają łatwiejsze przedstawienie operacji w modulatorze, które wówczas wyglądają następująco:

$-1 \cdot \sin \omega t - 1 \cdot \cos \omega t = -(\sin \omega t + \sin(\omega t + 90^\circ)) =$
$-2 \cos 45^\circ \sin(\omega t + 45^\circ)$

$-1 \cdot \sin \omega t + 1 \cdot \cos \omega t = -(\sin \omega t - \sin(\omega t + 90^\circ)) =$
$= -2 \cos 45^\circ \cos(\omega t + 45^\circ)$

$+1 \cdot \sin \omega t - 1 \cdot \cos \omega t = \sin \omega t - \cos(\omega t + 90^\circ) =$
$= 2 \cos 45^\circ \cos(\omega t + 45^\circ)$

$+1 \cdot \sin \omega t + 1 \cdot \cos \omega t = \sin \omega t + \sin(\omega t + 90^\circ) =$
$= 2 \cos 45^\circ \sin(\omega t + 45^\circ)$

Jeżeli teraz uwzględnimy, że −sin ωt oznacza przesunięcie fazy o 180° względem sin ωt, zaś cos ωt przesunięcie o 90°, czyli sin(ωt + 90°), to widać, że względem przebiegu odpowiadającego parze −1, −1, czyli −sin(ωt + 45°), którego amplituda wynosi $2 \cos 45^\circ = 2 \cdot \sqrt{2} / 2 = \sqrt{2}$, mamy cztery fazy fali nośnej różniące się o 90°.

I tak, dla:

I	−1	−1	+1	+1		0	0	1	1
Q	−1	+1	−1	+1	lub	0	1	0	1
faza	0°	−90°	+90°	180°		0°	−90°	+90°	180°

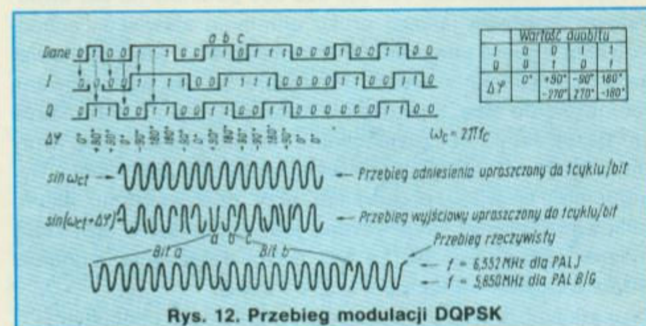
Widać, że zmiana fazy następuje tylko wtedy, gdy zmieni się duobit; stąd nazwa różnicowa modulacja fazy. Dla ciągów zer lub jedynek nie ma zmiany fazy. Widać też, że nie ma skoków fazy o więcej niż 90°. Ma to istotne znaczenie dla widma tak zmodulowanego przebiegu. Ten sam wynik można uzyskać graficznie dokonując czynności mnożenia i dodawania dla tych czterech przebiegów. Czytelnicy mogą to zrobić w ramach ćwiczenia.

Przebieg modulacji DQPSK przedstawiono na rys. 12.

Modulacji poświęcono więcej miejsca z tego powodu, że potrzebne jest to do zrozumienia demodulacji. Przebiegi, o których tu mowa, można będzie obserwować w dekoderze i wykorzystywać do regulacji dekodera, natomiast procesy cyfrowe zachodzące w dekoderze, tzn. dekompresja, detekcja błędów, dekodowanie i rozdział danych, będą "niewidoczne". Przebieg na wyjściu modulatora DQPSK ma dość szerokie widmo i dlatego przed złożeniem go z sygnałem wizyjnym i fonicznym analogowym na zasadzie drugiej podnośnej (czy jak kto woli trzeciej nośnej – rys. 1) jest doprowadzany do filtru tzw. charakterystyce podniesionego cosinusa, który "wygładza" skoki fazy nośnej powodujące poszerzenie widma.

Na zakończenie opisu części nadawczej zostaną podane liczbowo parametry sygnału NICAM i stosowane oznaczenia.

Szybkość transmisji: 728 kb/s
Częstotliwość próbkowania sygnałów akustycznych: 32 kHz
Rodzaj modulacji: DQPSK 4 fazy



	Wartość duobitu			
I	0	0	1	1
Q	0	1	0	1
ΔΨ	0°	+90° -270°	-90° 270°	180° -180°

Rys. 12. Przebieg modulacji DQPSK

Odstęp częstotliwości podnośnej NICAM od nośnej wizji (w nawiasie podano główną podnośną fonii):
PAL B/G 5,850 MHz (5,5 MHz) (Skandynawia, Włochy, Hiszpania)
PAL I 6,552 MHz (6,0 MHz) (Wielka Brytania)

Część odbiorcza

Część odbiorcza (dekoder) systemu NICAM może być zbudowana z układów scalonych produkowanych przez takie firmy jak: Texas, Toshiba, Philips, ITT i fińska firma Micronas. Układy tych firm różnią się sposobem sterowania i liczbą elementów zewnętrznych (układy firmy Micronas wymagają ich najmniej), w każdym przypadku trzy specjalizowane układy scalone, tzw. ASIC (ang. Aplication Specific Integrated Circuit) umożliwiają zbudowanie całego dekodera, nie licząc prostych układów pomocniczych, takich jak np. zasilacz czy separatory.

Informacje podane w opisie części nadawczej powinny pomóc przy realizacji dekodera. Dane techniczne i opisy aplikacyjne, np. fińskiej firmy Micronas, posiadane przez autora, są wyczerpujące, lecz jest niezbędna zarówno ogólna znajomość techniki telewizyjnej i odbiornika telewizyjnego, jak i języka angielskiego. □

Układy scalone do systemu NICAM
oraz
podzespoły takich firm jak:
MOTOROLA, INTEL, MICRONAS, SGS, CML
o f e r u j e
Przedsiębiorstwo Elektroniczne
R.T. D. Sp. z o.o.
81-374 Gdynia ul. Sienkiewicza 34
tel. (58) 218768 fax (58) 201650 RO/038/93

Magnetowid VHS (1)

Andrzej Wyderka

Zastosowanie magnetowidów do celów domowych zapoczątkowała firma Toshiba, która w 1959 r. przedstawiła pierwszy amatorski magnetowid z zapisem spiralnym. W następnym dziesięcioleciu kilku innych producentów wytwarzało magnetowidy szpulowe początkowo do zapisu obrazów czarno-białych, a później kolorowych. Jednocześnie trwały intensywne poszukiwania optymalnego systemu zapisu. Tak powstały w latach siedemdziesiątych magnetowidy kasetowe, z taśmą o szerokości pół cala, zamkniętą w pudełku. W zależności od systemu krążki z taśmą ułożone były nad sobą (system VCR) lub obok siebie (systemy VHS, Betamax, Video 2000 i Video 8 mm).

Era magnetowidów domowych rozpoczęła się na dobre wraz z opracowanym w 1970 r. przez Philipsa, systemem VCR i z późniejszą mutacją VCR – Long Play. Urządzenia w tym systemie były produkowane przez liczne firmy europejskie. W 1976 r. firma JVC zaprezentowała magnetowid w systemie VHS, udostępniając jednocześnie jego konstrukcję innym producentom. I tak rozpoczęła się ekspansywna produkcja wyrobów ze znakiem VHS. Rynek został zarzucony magnetowidami w tym systemie. Wyparte zostały inne – zarówno przestarzały VCR, jak i, przewyższające VHS parametrami technicznymi, Video 2000 oraz Betamax. Obecnie liczy się tylko VHS w kilku odmianach oraz Video 8 (z taśmą o szerokości 8 mm), który odnosi sukcesy głównie w kamerowidach.

Właśnie magnetowidowi pracującemu w systemie VHS jest poświęcony ten artykuł. Najpierw prześledzimy jego schemat blokowy, przedstawiony na rys. 1.

Zasada działania

Sygnał w.cz. z anteny jest przez zwrotnicę kierowany do odbiornika telewizyjnego oraz wewnętrznego tunera magnetowidu. Tuner magnetowidu jest taki sam, jak w konwencjonalnym odbiorniku TV. Na jego wyjściu uzyskuje się zdemodulowane sygnały fonii i wizji.

Układy wizji dokonują rozdziału sygnału wizyjnego na sygnał luminancji i chrominancji i przetwarzają je do postaci, która jest rejestrowana na taśmie. Przetworzone sygnały luminancji i chrominancji są sumowane ponownie i poprzez transformator wirujący w bębnie wizyjnym sterują głowicami wizyjnymi. Podczas odczytu dokonywane są operacje odwrotne niż w zapisie, w wyniku których na wyjściu otrzymujemy całkowity sygnał wizyjny.

Układy foniczne działają w sposób analogiczny jak w standardowym magnetofonie. Oprócz takiego zapisu fonii (nazywanego liniowym) istnieje również zapis Hi-Fi wykorzystujący inną zasadę, która będzie omówiona oddzielnie.

Układy serworegulacji służą do precyzyjnej kontroli przesuwu taśmy i obrotów dysku z głowicami wizyjnymi poprzez odpowiednie sterowanie silnika przesuwu taśmy (CAPSTAN MOTOR) i silnika dysku wizyjnego (CYLINDER MOTOR).

Układ kontroli składający się z jednego lub wielu mikroprocesorów służy do: przyjmowania rozkazów z przycisków oraz zdalnego sterowania, wysyłania rozkazów do wszystkich układów elektronicznych, wysyłania rozkazów do mechanizmu i kontroli jego pracy oraz wykrywania uszkodzeń.

Układ timera – kontrolowany mikroprocesorem – steruje wyświetlaczem oraz przyjmuje i realizuje funkcje automatycznego włączania magnetowidu.

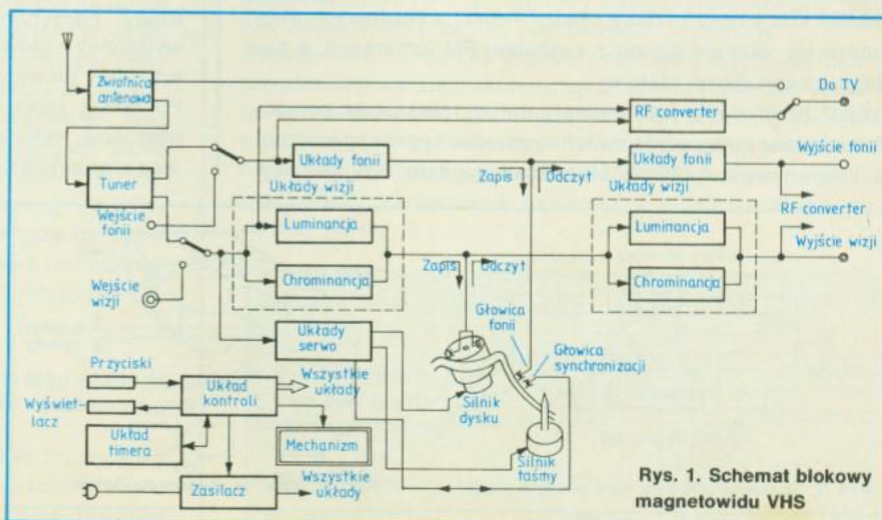
Układ zasilacza przetwarza napięcie sieci energetycznej na niezbędne do poprawnej pracy magnetowidu napięcia stałe i zmienne.

RF converter zamienia sygnały fonii i wizji na zmodulowany sygnał w.cz. Z reguły modulator pracuje w zakresie 32-40 kanału TV (zakres UHF). Częstotliwość różnicowa fonii wynosi 5,5 MHz lub 6,5 MHz.

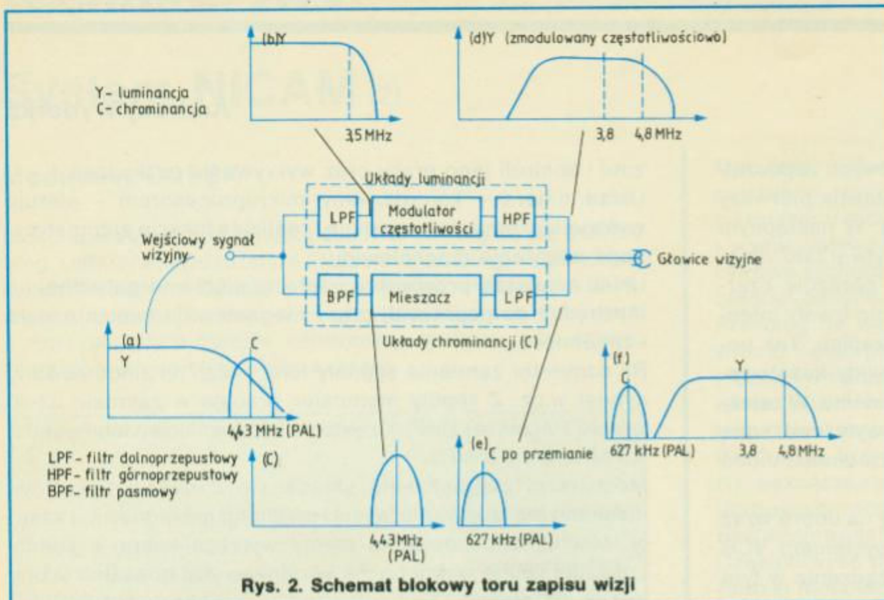
Mechanizm magnetowidu składa się z dwóch zespołów: mechanizmu ładowania taśmy i mechanizmu ładowania kasety. Mechanizm ładowania taśmy wyciąga taśmę z kasety i opasuje taśmę wokół bębna wizyjnego (kąt opasania taśmy jest ok. 190 stopni). Mechanizm ładowania kasety automatycznie ustawia kasetę na mechanizmie napędowym taśmy po włożeniu jej do magnetowidu.

Tor wizyjny zapisu systemu PAL

Całkowity sygnał wizyjny składa się z sygnału luminancji, niosącego informację o poziomie szarości obrazu, sygnału chrominancji informującego o barwie obrazu, oraz impulsów synchronizacji. Sygnał luminancji w przyjętym u nas systemie OIRT obejmuje pasmo częstotliwości od 0 do 6 MHz. Sygnał chrominancji przekazywany jest w formie zmodulowanej fazowo i amplitudowo częstotliwości nośnej pomocniczej 4,433619 MHz dla systemu PAL, lub nośnych 4,250 MHz i 4,404 MHz zmodulowanych częstotliwościowo, dla systemu SECAM. Na podstawie badań subiektywnej oceny jakości obrazu stwierdzono, że zadowalający efekt wyrazistości można uzyskać przy zawężeniu pasma sygnału luminancji do ok. 3 MHz. Przy założeniu, że dolna częstotliwość graniczna sygnału może być podwyższona do 50 Hz, stosunek częstotliwości maksymalnej do minimalnej wynosi 60 000. Zapisanie na taśmie magnetycznej tak szerokiego zakresu częstotliwości byłoby bardzo trudne ze względu na konstrukcję głowicy zapisująco-odczytującej oraz wymagałoby stosowania bardzo dużej prędkości przesuwu taśmy. Dokonuje się więc przekształcenia sygnału luminancji do postaci tzw. sygnału FM zawartego w zakresie od ok. 200 kHz do ok 5 MHz. Stosunek częstotliwości maksymalnej do minimalnej wynosi już tylko 25.



Rys. 1. Schemat blokowy magnetowidu VHS



Rys. 2. Schemat blokowy toru zapisu wizji

Na rys. 2 pokazano schemat blokowy toru zapisu wizji w magnetowidzie. Całkowity sygnał wizyjny (a) jest rozdzielany na sygnały luminancji i chrominancji.

Sygnał luminancji przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 3,5 MHz, w którym następuje ograniczenie pasma sygnalu luminancji oraz wytłumienie częstotliwości podnośnych chrominancji (b). Następnie sygnał ten podawany jest do modulatora FM i zamieniany na falę nośną zmodulowaną częstotliwościowo. Szczytom impulsów synchronizacji sygnału luminancji odpowiada częstotliwość 3,8 MHz, szczytom bieli 4,8 MHz (d). Jak w każdym procesie modulacji częstotliwości sygnał modulujący podlega ukształtowaniu w układzie preemfazy (podbicia wyższych częstotliwości modulujących) liniowej i nieliniowej w celu polepszenia stosunku sygnału do szumu. Tak ukształtowany sygnał FM poprzez wzmacniacz zapisu i głowice wizyjne przenoszony jest na taśmę magnetyczną.

Z kolorowego całkowitego sygnału wizyjnego przy pomocy filtru pasmowego następuje wydzielenie podnośnej chrominancji PAL 4,433619 MHz (c).

W mieszaczu głównym, do którego doprowadzone są: sygnał chrominancji oraz sygnał heterodyny 5,060572 MHz następuje przemiana częstotliwości. W wyniku przemiany uzyskuje się przebiegi o częstotliwościach równych sumie i różnicy częstotliwości doprowadzonych. Filtr dolnoprzepustowy znajdujący się na wyjściu mieszacza wydziela sygnał o częstotliwości 626,959 kHz równy różnicy częstotliwości wejściowych mieszacza (e). Sumuje się go z sygnałem FM luminancji, a następnie zapisuje na taśmie.

Sygnał heterodyny jest wytwarzany w mieszaczu pomocniczym przez sumowanie dwóch sygnałów: sygnału generatora kwarcowego 4,435572 MHz oraz sygnału 625 kHz wytworzonego z 40-krotnego powielenia częstotliwości linii sygnału wizyjnego (40 x 15,625 kHz = 625 kHz). Dodatkowo w celu zmniejszenia wzajemnego zakłócania się sygnałów chrominancji zapisanych na sąsiednich ścieżkach na taśmie, zastosowano układ zmiany fazy sygnału 625 kHz (tzw. rotacja fazy) o 90° co każdą linię, ale tylko dla półobrazu zapisywanego przez głowicę kanału 2. Dla półobrazu zapisywanego przez głowicę kanału 1 faza wynosi 0 stopni.

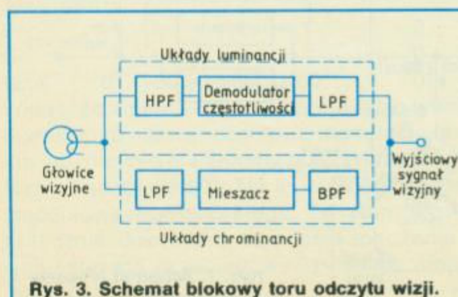
Tor odczytu wizji

Na rys. 3 przedstawiono schemat blokowy toru odczytu wizji.

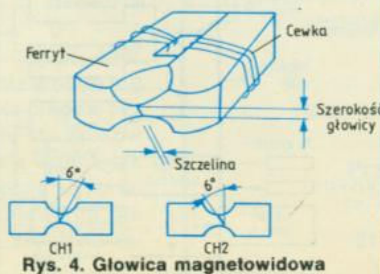
Sygnał FM odczytany z taśmy po wstępnym wzmocnieniu we wzmacniaczu odczytu, podawany jest do demodulatora FM poprzez filtr pasmowy usuwający szumy i zakłócenia. Otrzymany w wyniku detekcji sygnał luminancji podlega procesowi deemfazy (obniżeniu wyższych częstotliwości zdemodulowanych) a następnie przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 3,5 MHz, w którym następuje usunięcie pozostałości fali nośnej sygnału FM. Na wyjściu filtru otrzymujemy niezniekształcony sygnał luminancji, który może być już podany do odbiornika telewizyjnego po zsumowaniu go z odczytanym sygnałem chrominancji.

Po wydzieleniu przez filtr dolnoprzepustowy sygnał chrominancji jest podawany do mieszacza głównego – i podobnie jak w zapisie – następuje proces przemiany częstotliwości z sygnałem heterodyny 5,060572 MHz. Selektywny filtr pasmowoprzepustowy wydziela sygnał o częstotliwości różnicowej 4,433619 MHz, będący już odtworzonym sygnałem chrominancji. Dodatkowo, w celu polepszenia stosunku sygnału do szumu i zakłóceń, korzystając z pewnych właściwości sygnału chrominancji PAL oraz opisanej rotacji fazy, odtworzony sygnał chrominancji przechodzi przez tzw. filtr grzebieniowy. Zasada wytwarzania sygnału heterodyny 5,060572 MHz jest taka sama jak przy zapisie, z tą różnicą, że dostarczany do mieszacza pomocniczego sygnał generatora kwarcowego 4,435572 MHz jest synchronizowany fazowo z impulsami synchronizacji koloru (impulsy burst). Powoduje to zwiększenie odporności układu na zakłócenia równomierności biegu taśmy, które mogłyby powodować zafałszowanie kolorów.

Kiedy odczytujemy ścieżkę wizyjną, maksymalny sygnał wyjściowy z głowicy otrzymamy wówczas gdy kąt pochylenia szczeliny głowicy wizyjnej jest taki sam jak podczas zapisu. Ponieważ zapis w magnetowidzie realizowany jest z dużą gęstością, wykorzystuje się powyższą zależność do eliminacji niepożądanych sygnałów, które mogą przenikać z sąsiedniej ścieżki. W systemie VHS jedna głowica ma szczelinę pochyloną w stosunku do osi głowicy o + 6 stopni, druga głowica ma szczelinę pochyloną o – 6 stopni, tak jak pokazano na rys. 4. Daje to w efekcie różnicę kątów między głowicami równą 12 stopni. Taka różnica kątów powoduje, że przenikanie sygnałów ze ścieżek sąsiednich wynosi odpowiednio ok. 10 dB dla częstotliwości 627 kHz i ok. 30 dB dla częstotliwości 3,4-4 MHz. Jest to wartość



Rys. 3. Schemat blokowy toru odczytu wizji.



Rys. 4. Głowica magnetowidowa

wystarczająca dla sygnału luminancji FM, natomiast zbyt mała dla chrominancji. Stąd w procesie zapisu i odczytu chrominancji stosuje się zabiegi dodatkowe, o których pisaliśmy (rotacja fazy, filtr grzebieniowy).

Porównanie zapisu i odczytu sygnałów chrominancji w systemie PAL i SECAM

Zapis i odczyt sygnałów chrominancji w systemie SECAM jest bardzo podobny do opisanego sposobu zapisu i odczytu w systemie PAL. Jedynie ze względu na różnice pomiędzy systemem PAL i SECAM występują następujące zmiany:

– w zapisie i odczycie wyłączona jest całkowita rotacja fazy generatora 625 kHz;

– w odczycie wyłączony jest filtr grzebieniowy oraz korekcja fazowa generatora 4,435572 MHz impulsami burst.

Generalnie należy zwrócić uwagę na fakt, że zapis chrominancji SECAM jest realizowany poprzez zubożenie możliwości jakie istnieją w systemie PAL. Dlatego też z reguły jakość obrazu uzyskiwanego z magnetowidu VHS w systemie SECAM jest gorsza niż jakość w systemie PAL, a w magnetowidach niskiej klasy może być dużo gorsza.

Tor fonii

Tor fonii magnetowidu jest funkcjonalnie analogiczny do rozwiązań spotykanych w magnetofonach kasetowych, z tą różnicą, że prędkość przesuwu taśmy jest o połowę mniejsza. Powoduje to, że praktycznie szerokość pasma toru fonii jest nie większa niż 12 kHz przy dynamice ok. 46 dB. Szerokość ścieżki fonicznej monofonicznej wynosi 1 mm. Przy zapisie stereofonicznym, ścieżki mają szerokość 0,35 mm i odstęp 0,3 mm.

Dążąc do polepszenia jakości dźwięku, w 1983 roku firma JVC zaproponowała nowy system zapisu dźwięku tzw. zapis wgłębny, w którym zarówno dźwięk jak i obraz są zapisywane głowicami wirującymi.

Sygnał foniczny dochodzący do magnetowidu jest przekształcany do postaci fali nośnej FM, gdzie dla kanału lewego częstotliwość spoczynkowa wynosi 1,4 MHz dla kanału prawego 1,8 MHz.

Maksymalną dewiację ma wartość $\pm$ 150 kHz. Specjalne głowice dokonują zapisu tak przygotowanego sygnału. Dla zmniejszenia zakłócania wzajemnego sygnałów wizji i fonii na taśmie, głowice foniczne mają skos szczeliny roboczej $\pm$ 30 stopni (przypomnijmy, że głowice wizyjne mają $\pm$ 6 stopni). Parametry dźwięku uzyskane dzięki tej metodzie zapisu odpowiadają najwyższej klasie. Są one następujące: zakres częstotliwości 20÷20 000 Hz, dynamika ok. 90 db, zniekształcenia nieliniowe poniżej 0,3%, drżenie i kołysanie dźwięku (nierównomierność) poniżej 0,005%, tłumienie przesłuchów z kanałów stereofonicznych powyżej 60 dB. Magnetowidy z dźwiękiem Hi-Fi są obecnie powszechnie produkowane. □

miernictwo



"True RMS" – metody pomiaru

Leon Kossobudzki

Wymóg pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej przebiegów odkształconych, zwanej po angielsku "true RMS" (obecnie jest to nazwa ogólnoświatowa), staje się coraz częstszy i coraz więcej mierników lepszej klasy jest wyposażonych w możliwość wykonywania tych pomiarów. Jednak wiedza o tej technice pomiarowej w jej współczesnym wykonaniu jakby nie nadążała za jej rozpowszechnieniem.

W miarę rozpowszechniania się urządzeń zasilanych z zasilaczy impulsowych o odkształconych przebiegach wyjściowych, powszechnego stosowania przetwornic, regulatorów triakowych i tyrystorowych, współczesnej techniki oświetleniowej i elektronizacji przemysłowej techniki pomiarowej pomiar przebiegów odkształconych stał się problemem na codzień. Rozpowszechnione mierniki uniwersalne, zarówno analogowe jak i cyfrowe, mierzą faktycznie średnią wartość przebiegu, choć są przeskalowane w wartościach skutecznych. Takie skalowanie jest zgodne z prawdą tylko dla przebiegu sinusoidalnego. W miarę wzrostu zawartości zniekształceń tego przebiegu rośnie błąd wskazań, a przy przebiegach silnie zniekształconych taki miernik mierzy już przysłowiowy "numer butów". Przykładowo — mierząc przebieg trójkątny zwykłym miernikiem przeskalowanym dla sinusoidy uzyskujemy błąd pomiaru równy 22,5%! Sytuacja taka jest oczywiście nie do przyjęcia i taki przebieg można zmierzyć prawidłowo tylko miernikiem "true RMS".

Na początek definicja podstawowa.

Wartość skuteczna prądu przemiennego jest to taka wielkość prądu stałego, jaka w takim samym obciążeniu wydziela taką samą ilość ciepła.

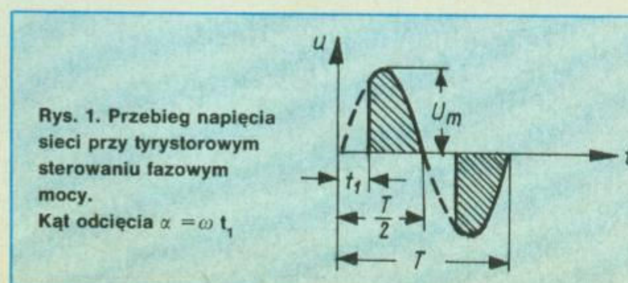
Czyli, gdy przez rezystor 1 Ω przepuścimy prąd przemienny o wartości skutecznej 1 A, w rezystorze tym wydzieli się moc 1 W; kształt przebiegu tego prądu nie ma znaczenia. Również 1 wat wydzieli się przy przepływie prądu stałego 1 A. Patrząc na to od strony napięcia można powiedzieć, że "przyłożenie napięcia skutecznego 1 V do rezystora 1 Ω powoduje przepływ w nim 1 A prądu skutecznego, który wydzieli w rezystorze moc 1 W".

Druga podstawowa definicja określa parametr zwany współczynnikiem kształtu przebiegu.

Współczynnik kształtu (ang. crest factor, w skrócie CF) jest to stosunek wartości szczytowej przebiegu do wartości skutecznej tego przebiegu.

Dla nie zniekształconego przebiegu sinusoidalnego współczynnik kształtu wynosi 1,141, dla symetrycznego przebiegu prostokątnego wynosi 1,0, dla symetrycznego przebiegu trójkątnego — 1,73, dla ciągu impulsów prostokątnych o współczynniku wypełnienia 0,3333... — 2, a przy współczynniku wypełnienia 0,01 — 10. Ogólnie, współczynnik kształtu jest tym większy, im przebieg jest bardziej "wysmukły".

Wielkość współczynnika kształtu decyduje o błędzie pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej. Dla najczęściej spotykanego przebiegu odkształconego jakim jest przebieg napięcia regulatora tyrystorowego czy triakowego (rys. 1), współczynnik kształtu zmienia się z kątem sterowania fazowego, jak na rys. 2. Błąd pomiaru wykonywanego metodą klasyczną jest podany na rys. 3.



Rys. 1. Przebieg napięcia sieci przy tyrystorowym sterowaniu fazowym mocy. Kąt odcięcia $\alpha = \omega t_1$

Historyczna już metoda pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej wykorzystywała nagrzewanie się przewodu oporowego, przez który płynął odkształcony prąd. Przyrost temperatury był mierzony termoparą, która sterowała miernik wychyłowy. O ile pomiar prądów nie stwarzał większych trudności (jeśli były one odpowiednio duże), to już pomiar napięć w obwodach nawet o niewysokiej impedancji nie był realizowalny.

W wyniku postępów mikroelektroniki prosta metoda cieplna znalazła się we właściwym dla niej miejscu, czyli w historii techniki. Jej współczesna modyfikacja (rys. 4) jest stosowana w urządzeniach laboratoryjnych, gdzie wymaga się małego błędu i szerokiego pasma mierzonych częstotliwości. Układ pomiarowy składa się wtedy z rezystora odniesienia R2 i rezystora sygnałowego R1. Nagrzanie rezystora R1 przez mierzony sygnał (po wzmocnieniu przez wzmacniacz W1) jest porównywane z nagrzaniem rezystora R2 przez prąd pochodzący ze znanego źródła odniesienia. Napięcie wyjściowe przetworników temperatura/napięcie S1 i S2 zmienia się w zależności od wartości skutecznej napięcia wejściowego U_{we}. Gdy prąd źródła odniesienia zostanie ustawiony tak, że różnica temperatur mierzonych przez oba przetworniki wynosi zero, prądy w obu rezystorach są równe i sygnał wejściowy jest równy sygnałowi odniesienia. Wadą przedstawionego tu rozwiązania jest duża stała czasu układów cieplnych, ograniczająca zakres częstotliwości od dołu. W wersji przedstawionej na rys. 4b inaczej rozwiązuje się uzyskiwanie sygnału różnicowego ale zasada pozostaje ta sama.

Obecnie problem pomiaru "true RMS" jest rozwiązywany przy użyciu specjalizowanych układów scalonych — przetworników rzeczywistej wartości skutecznej na prąd stały (ang. "true RMS — DC converters"). Ich zasada działania wykorzystuje prostą formułę matematyczną, jaką można przedstawić wartość skuteczną przebiegu okresowego:

$$U_{sk} = \sqrt{\text{średnia } (U^2)}$$

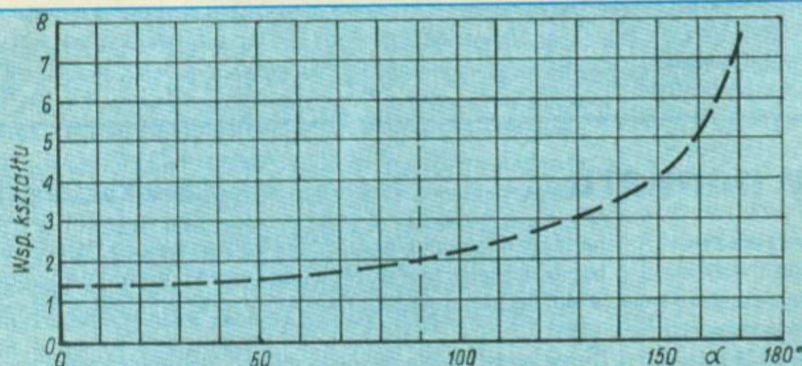
(ekwiwalent odchylenia standardowego dla sygnału o statystycznej średniej równej zeru).

Ze wzoru wynika, że aby zmierzyć napięcie skuteczne przebiegu, należy jego wartość podnieść do kwadratu (czyli przemnożyć przez siebie), wziąć średnią otrzymanych wartości w odpowiednio długim odcinku czasu, a wynik działania poddać pierwiastkowaniu. Wszystkie te funkcje mogą być wykonane przez analogowe układy scalone i to niezbyt skomplikowane wewnętrznie (choć trudne w produkcji ze względu na konieczność laserowej regulacji).

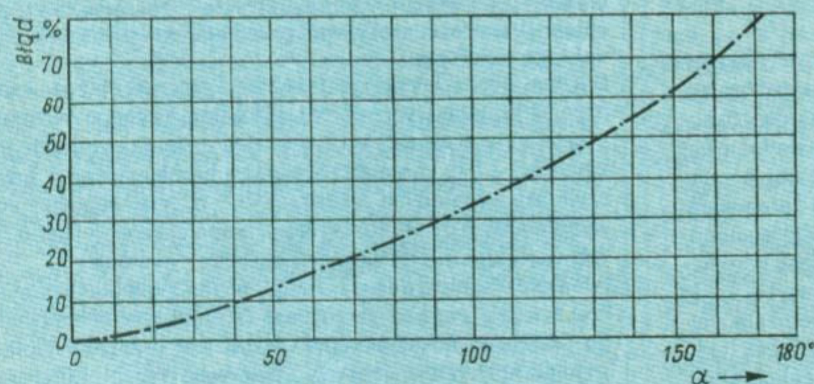
Metoda bezpośrednia pomiaru "true RMS" polega na podanych wyżej działaniach "podnieść do kwadratu — uśrednić w czasie — wyciągnąć pierwiastek", zrealizowanych układowo, jak na rys. 5. Ze względu na ograniczoną dynamikę mierzonego przebiegu wejściowego (maks. 10 : 1) metoda jest praktycznie nie stosowana, choć zapewnia dużą szerokość pasma i mały błąd pomiaru (0,1% pełnej skali).

Metodą stosowaną dziś powszechnie jest metoda pośrednia (rys. 6), w której do uzyskania funkcji pierwiastkowania już na wejściu układu stosuje się sprzężenie zwrotne z wyjścia. Średnie poziomy sygnałów są tu dzielone przez średni sygnał wyjściowy i zmieniają się liniowo (a nie kwadratowo) z poziomem wartości skutecznej przebiegu wejściowego. Zwiększa to zasadniczo dynamikę układu, upraszcza go i obniża jego cenę. Jedyną wadą jest zawężenie pasma częstotliwości. Na tej zasadzie są zbudowane najpopularniejsze układy scalonych przetworników "true RMS — DC", czyli rzeczywistej wartości skutecznej na sygnał stałoprądowy. Głównym światowym producentem tych przetworników (obecnie — 7 typów) jest amerykańska firma Analog Devices.

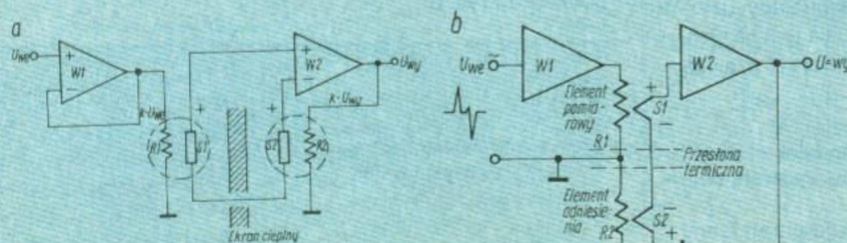
W najpopularniejszym do niedawna układzie scalonym AD536A (rys. 7) można odnaleźć wszystkie podstawowe elementy pomiaru i obliczania "true RMS". Przemienne napięcie wejściowe (lub suma napięcia przemiennego i stałego) jest najpierw prostowane przez dokładny prostownik o liniowej charakterystyce (dwa wzmacniacze operacyjne) i z wyjściem o jednej biegunowości. Napięcie wyjściowe prostownika steruje przetwornik napięcie/prąd, którego prąd wyjściowy jest wyprostowanym sygnałem wejściowym. Prąd ten steruje układ podnoszący do kwadratu, uśredniający i — dzięki wykorzystaniu sprzężenia



Rys. 2. Współczynnik kształtu przebiegu z rys. 1 w funkcji kąta odcięcia



Rys. 3. Błąd pomiaru przebiegu z rys. 1 w zależności od kąta odcięcia
(miernik wartości średniej wyskalowany w wartościach skutecznych)



Rys. 4. Współczesne modyfikacje metody cieplnej
a – z liniowymi przetwornikami t/u; b – j.w.; przetwornikami są termopary

zwrotnego ze zwierciadła prądowego — wyciągający pierwiastek kwadratowy. Wszystko to odbywa się w jednym stopniu. Prąd sprzężenia zwrotnego I_F jest przekształcany w prąd I_F^2 przez układ "log-antilog" (logarytmująco-kologarytmujący). Logarytmowanie daje logarytmiczny sygnał wyjściowy, który może być wyrażony bezpośrednio w decybelach, wyskalowany i wyprowadzony na oddzielną końcówkę. Zakres dynamiczny tego sygnału wynosi 60 dB.

Filtrowany sygnał steruje zwierciadło prądowe, dostarczające prądu sprzężenia zwrotnego I_F do układu kwadrat/pierwiastek oraz prądu wyjściowego $2I_F$ do wyjścia. Prąd I_F = średnia $I_{we}^2/I_F = I_{we}$ skuteczny. Prąd $2I_F$ wytwarza spadek napięcia na wewnętrznym rezystorze 25 kΩ równy 1 wolt na 1 wolt skuteczny napięcia wejściowego, przy uziemionym wyprowadzeniu R_L. Z wyprowadzenia I_{OUT} można odbierać prąd wynoszący 400 μA na 1 wolt skuteczny napięcia wejściowego. Umieszczony na tej samej strukturze ale niezależny wzmacniacz separujący (bufor) o wzmocnieniu jednostkowym może być dołączony do wyjścia w celu uzyskania wyjścia o małej impedancji lub do wejścia w celu jego dopasowania do układu.

Dla zakresu CF = 1÷2 błąd przemiany mieści się w dokładności znamionowej (0,5 mV ±0,5% odczytu) dla wersji dokładniejszej o oznaczeniu AD536J. Przy CF = 3, dodatkowy błąd odczytu wynosi — 0,1%, a dla CF = 11 — 3% odczytu. Pasmo częstotliwości dla dokładności znamionowej wynosi 20 kHz, przy spadku lub wzroście o 3 dB — 100 kHz. Prąd pobierany w stanie postojowym wynosi typowo 1 mA.

Oprócz podstawowego typu AD536A firma produkuje również układ AD638, bardzo podobny, lecz o znacznie zmniejszonym poborze mocy, zoptymalizowany do zastosowań w przenośnych multimetrach. Oba te układy nie są już zalecane do nowych konstrukcji, nie są też produkowane popularne dawniej typy AD440, AD441 i AD442. Ich miejsce zajęły nowsze układy. Układ AD637 ma większą dokładność i szersze pasmo, ma też wejście sygnału mianownika, dzięki czemu może służyć jako samodzielny układ podnoszący do kwadratu w różnych układach pomiarowych, wyciągający średnią kwadratów i formujący sumę wektorową. Jest tu też wejście blokujące ("chip select"), szczególnie przydatne w multimetrach przenośnych, gdzie siedmiokrotnie obniża pobór prądu przy nie używanym zakresie "true RMS". Trójstanowe wyjście umożliwia równoległe łączenie przetworników w systemach wielokanałowych.

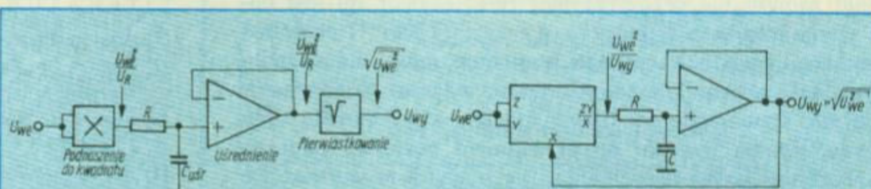
Wprowadzono też tanią wersję — bez bufora — typu AD737, potaniony układ ogólnego zastosowania o zmniejszonym poborze mocy typu AD737 oraz bardzo dokładny SSM-2110 o poszerzonym zakresie dynamicznym. Maksymalne napięcia wejściowe wynoszą 200 mV (AD636-736-737) lub 7 V (AD536A-637 i SSM-2110), przy tym ostatnim wartość nominalna wynosi 2 V. Osiągalna dokładność — do 0,2 mV ± 0,012% odczytu.

Podstawowe parametry współczesnych przetworników scalonych "true RMS–CD"

Parametr \ Typ	AD536AJ	AD637J	AD636J
Nominalne skuteczne napięcie wejściowe	2V	2 V	200 mV
Szczytowe wejściowe napięcie chwilowe	±20 V	±15 V	±2,8 V
Błąd maksymalny	5 mV ±0,5% odczytu	1 mV ±0,5% odczytu	0,5 mV ±1% odczytu
Pasmo (−3 dB)			
dla U_{we} nominalnego	2 MHz	8 MHz	1,3 MHz
dla 0,1 V_{sk}	300 kHz	600 kHz	800 kHz
Błąd dla CF = 5	−0,3% dla 1 V_{sk}	±0,15% dla 1 V_{sk}	−0,5% dla 200 mV_{sk}
Zasilanie U	±3 ÷ ±18 V	±3 ÷ 18 V	+2, −2,5, ±12 V
Zasilanie I	1 mA (2 mA max)	2 mA (3 mA max)	0,8 mA (1 mA max)

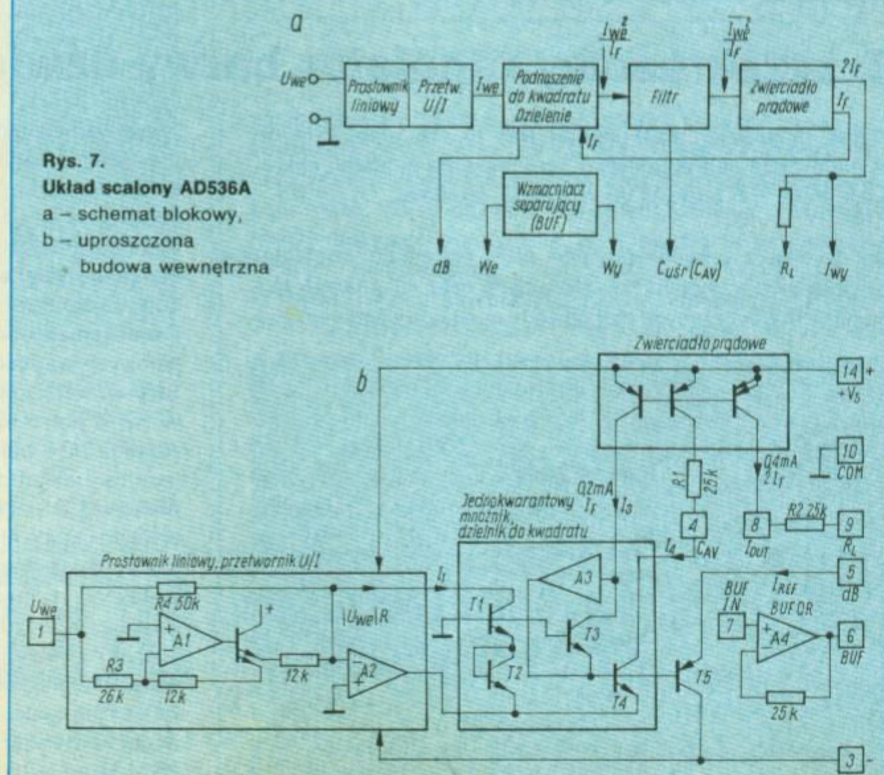
Podstawowe parametry najpopularniejszych przetworników są podane w tablicy.

Przykład prostego miernika tablicowego "true RMS" przedstawiono na rys. 8. Jest on zasilany z jednego źródła napięcia 5 V, pobierając prąd ok. 100 mA. Tłumik wejściowy 10 MΩ jest połączony przez kondensator oddzielający C5 z wejściem wewnętrznego wzmacniacza separującego przetwornika (wejście k7), chronionego przed przepięciami przez diody D1 i D2 oraz rezystor R8. Konieczność stosowania kondensatora oddzielającego wynika z jednobiegunowego zasilania, przy

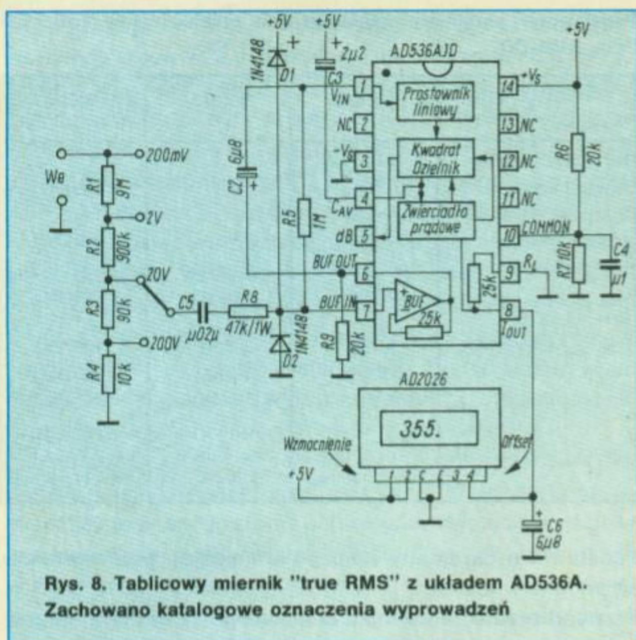


Rys. 5. Bezpośrednia metoda pomiaru "true RMS"

Rys. 6. Pośrednia metoda pomiaru "true RMS"



Rys. 7. Układ scalony AD536A
a – schemat blokowy,
b – uproszczona budowa wewnętrzna



Rys. 8. Tablicowy miernik "true RMS" z układem AD536A. Zachowano katalogowe oznaczenia wyprowadzeń

którym wejście nie może mieć potencjału średniego masy. Konieczność stosowania separatora wynika z niskiej impedancji wejściowej przetwornika (tylko 7 kΩ), która uniemożliwiałaby pomiar w obwodach o wysokiej rezystancji.
Sygnał wyjściowy separatora (k6) jest doprowadzany do wejścia (k1) właściwego przetwornika, obwód prądowy sygnału zamyka się przez rezystor R5. Rezystor R9 jest obciążeniem wyjścia separatora, a rezystory R6 i R7 określają potencjał punktu wspólnego względem masy dla sygnału (rezultat stosowania jednego źródła zasilania). Kondensator C3 jest kondensatorem uśredniającym, który określa czas utrzymywania sygnału na określonym poziomie podczas obliczania wyniku uśredniania. Dla podanej tu wartości C3 czas ten wynosi ok. 10 ms. Zwiększenie pojemności kondensatora uśredniającego C3 poprawia dokładność pomiaru na mniejszych częstotliwościach oraz stabilizację sygnału wyjściowego kosztem wydłużenia czasu pomiaru. Na dolną częstotliwość pomiaru ma też wpływ kondensator separujący C5. Przy zasilaniu z dwóch źródeł napięcia można skonstruować układ mierzący również przebiegi wolnozmienne oraz sumę napięcia stałego i przemiennego.
Sygnał wyjściowy przetwornika (k8) jest filtrowany przez kondensator C8 i steruje scalony woltomierz cyfrowy AD2026.
Przy ocenie parametrów miernika z zakresem "true RMS" należy zwracać uwagę na dwa parametry podstawowe: zakres dopuszczalnych współczynników kształtu dla podanej dokładności pomiaru oraz zakres częstotliwości. Praktycznie żadna firma nie podaje zakresu "od dołu". Zakres współczynnika kształtu podawany dla mierników rzadko przekracza 5. Warto też wiedzieć, że błąd jest podawany dla maksymalnego wskazania na skali podstawowej, np. 999 dla miernika 3 1/2 cyfry wskazującego 1999. Oto kilka przykładów mierników mierzących "true RMS".
Hewlett-Packard 3466A — pasmo 100 kHz dla CF = 4
Fluke 8060A — pasmo 30 kHz, CF = 2
Fluke 8062 — pasmo 100 kHz, CF = 2
Beckman 850 — pasmo 45 Hz ÷ 2 kHz bez podania zakresu CF.
Rohde und Schwarz URE-3 — pasmo 30 MHz (!), CF = 7, błąd dla CF < 3 mieści się w klasie przyrządu rosnąc do 3% dla CF = 7. W odróżnieniu od podanych poprzednio, URE-3 mierzy też sumę składowej stałej i przemiennej.

L I T E R A T U R A

[1] Analog Devices: Analog Signal Processing Components, Vol. 1
[2] Kitchin, Ch., Counts, L.: RMS to DC Conversion Application Guide. Materiał firmowy Analog Devices
[3] Peschl, H.: Was ist "echte" Effektivwertmessung? Funkschau nr 22 i 23/1978
[4] Nadachowski, M., Kulka, Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ 1980

□

klub młodych elektroników

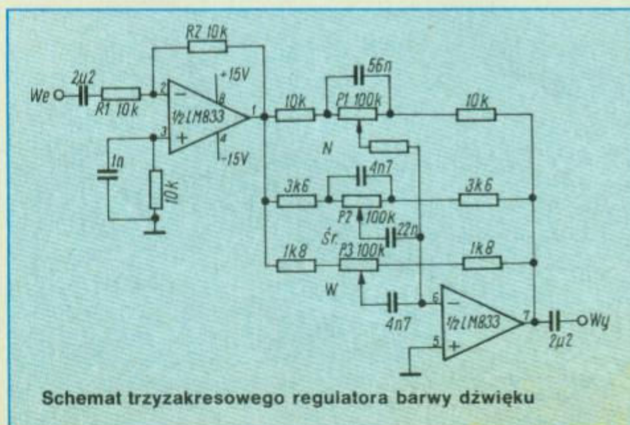


Trzyzakresowy regulator barwy dźwięku

Zaletą opisanego niżej układu jest to, że umożliwia on kształtowanie charakterystyki przenoszenia w trzech zakresach. Poza tym cechuje go względna prostota.

Jak wynika z przedstawionego niżej schematu, regulator zawiera dwa wzmacniacze operacyjne oraz kilkanaście elementów RC, tworzących trzy obwody między wyjściem pierwszego wzmacniacza operacyjnego a wejściem odwracającym i wyjściem drugiego wzmacniacza. Położenie ślizgaczy potencjometrów regulacyjnych wpływa zarówno na stopień sprzężenia między obu wzmacniaczami operacyjnymi, jak i na charakterystykę ujemnego sprzężenia zwrotnego, obejmującego drugi wzmacniacz operacyjny. Współzależności są dość złożone.
Potencjometry mają charakterystykę liniową. Rezystory o nietypowych wartościach należy utworzyć z dwóch rezystorów. Stopień wejściowy układu zapewnia wzmocnienie równe 2. W razie potrzeby można zwiększyć wzmocnienie stosując rezystor R2 o większej wartości. Stopień (wzmacniacz) sterujący cały układ powinien mieć małą impedancję wyjściową (mniejszą od 10 kΩ).
Wyjście układu nie powinno być obciążone rezystancją mniejszą od 10 kΩ. Wzmacniacze operacyjne powinny być zasilane stabilizowanym napięciem ±15 V. Natężenie pobieranego prądu zależy od typu zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych i obciążenia wyjścia układu. Można założyć, że jego wartość nie przekroczy 20 mA.
Zaleca się zastosowanie układu scalonego LM833 (lub podobnego) zawierającego dwa wzmacniacze operacyjne w jednej obudowie.

R.T. □



Schemat trzyzakresowego regulatora barwy dźwięku

Uniwersalna latarka

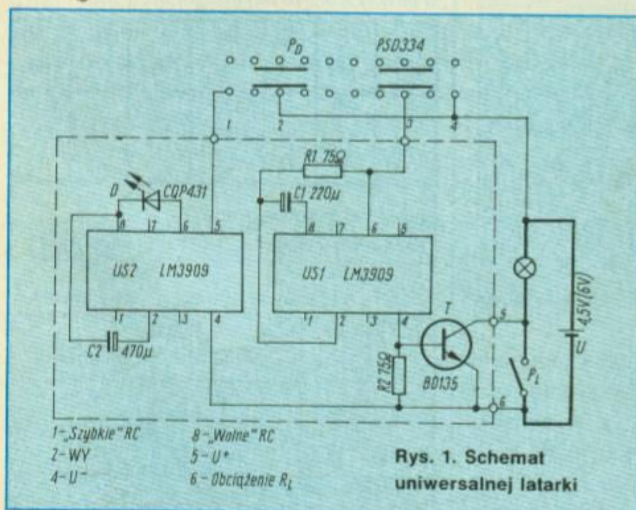
Jerzy Justat

W domu na pewno znajdzie się latarka na płaską baterię 4,5 V, wewnątrz której znajdzie się trochę miejsca na płytkę drukowaną. Proponujemy rozszerzenie jej funkcji. Wykonana i sprawdzona w laboratorium latarka świeci światłem ciągłym, przerywanym oraz ma dodatkowo wbudowaną diodę świecącą, której migające światło wskazuje położenie latarki w ciemności.

Układ elektroniczny jest bardzo prosty dzięki zastosowaniu układu scalonego LM3909 firmy National Semiconductor. Układ scalony LM3909 jest generatorem fali prostokątnej, w którym stała czasu drgań jest ustalana przez rezystory wewnątrz układu scalonego oraz kondensator zewnętrzny. Do wyprowadzenia 6 i 8 wewnątrz układu są dołączane rezystory ustalające stałą czasu, kondensator dołącza się między wyprowadzenia 2 i 8. Układ może być zasilany napięciem od 1,15 V do 6,5 V. Dokładniejszy opis układu LM3909 jest tematem oddzielnej publikacji.

Schemat układu przedstawiono na rys. 1. Do lepszego zrozumienia zasady działania, narysowano grubymi liniami obwód latarki, do której dołączono płytkę z układem elektronicznym. Gdy zestyki 3 i 4 przełącznika P_D są zwarte, układ scalony US1 realizuje funkcje przerywanego świecenia żarówki latarki.

Kondensator C1 ustala stałą czasu generatora impulsów prostokątnych, która wynosi tu 1,5 Hz. Ze względu na to, że układ nie ma wydajności prądowej umożliwiającej sterowanie żarówką, konieczne było zastosowanie tranzystora. Pojawiające się na wyjściu 4 impulsy prostokątne o czasie trwania 0,2 s otwierają tranzystor, przez który płynie prąd wywołujący świecenie żarówki. Funkcja ta jest realizowana przy rozwartym przełączniku latarki P_L. W momencie zwarcia tego przełącznika kolektor tranzystora jest zwarty z emiterem, żarówka jest zasilana bezpośrednio z baterii i świeci światłem ciągłym.



Rys. 1. Schemat uniwersalnej latarki

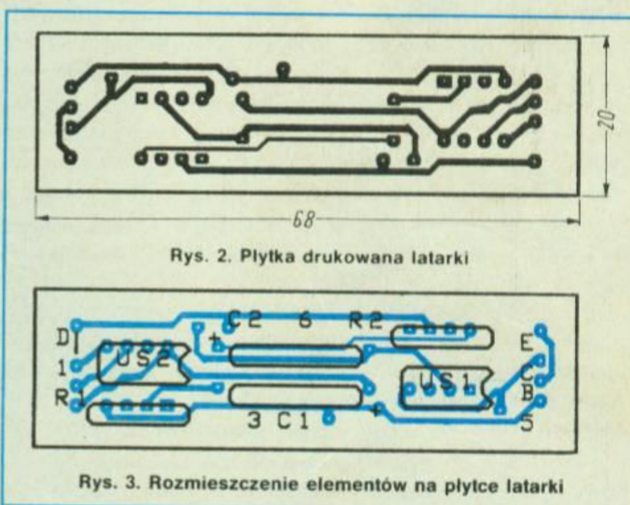
Układ US2 realizuje funkcję sygnalizacji położenia latarki w ciemności. Przez dołączenie do układu scalonego US2 diody świecącej D i kondensatora C2 uzyskujemy migacz o częstotliwości ok. 1 Hz i średnim poborze prądu ok. 1 mA. Impulsy prądowe zasilają diodę przez około 0,1 s.

W celu wykonania wszystkich funkcji konieczne było zastosowanie trójpołożeniowego przełącznika. Przy wykorzystaniu dodatkowego przełącznika P_D i przełącznika latarki P_L możliwe są następujące kombinacje funkcji latarki.

W położeniu przełączników P_D i P_L (jak na rys. 1) latarka jest wyłączona. Przy zwartym przełączniku P_L i dowolnym położeniu przełącznika P_D latarka świeci światłem ciągłym. Gdy przełącznik P_D jest w położeniu zwierającym zestyki 1 i 2, miga dioda sygnalizacyjna, przy zwartym jednocześnie przełączniku P_L żarówka świeci światłem ciągłym. W położeniu przełącznika P_D zwierającego zestyki 3 i 4 i rozwartym przełączniku P_L żarówka świeci światłem przerywanym.

Uruchomienie

Na rys. 2 i 3 przedstawiono płytkę drukowaną i rozmieszczenie na niej elementów. Niewielkie wymiary płytki umożliwiają umieszczenie jej wewnątrz obudowy latarki. Przed zmontowaniem płytki z przełącznikami najlepiej sprawdzić oddzielnie działanie sygnalizatora z diodą świecącą przez dołączenie do niego baterii 4,5 V i drugiego układu scalonego z żarówką. Mając pewność, że układy działają prawidłowo należy dołączyć przełącznik P_D i sprawdzić poprawność funkcji przełączających.



Rys. 2. Płytka drukowana latarki

Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce latarki

Przewody od zestyku 4 przełącznika P_D i kolektora tranzystora T należy dołączyć do blaszek, mających bezpośredni kontakt z żarówką. Przy wymianie baterii należy pamiętać o prawidłowym włożeniu jej do latarki zapewniającym właściwą polaryzację. Płytka drukowana została opracowana do płaskiej latarki z baterią 4,5 V, o wymiarach obudowy 115 x 75 x 22 mm. Układ można zastosować do innej latarki, np. o zasilaniu 6 V, ale należy wtedy zmienić układ druku. □

SYSTEM
ELEMENTY ELEKTRONICZNE

87-115 TORUŃ 16 tel. 480-222 fax 55-2427
SYSTEM biuro handlowe. TORUŃ ul. Kusocińskiego 3 oprócz sobót 10-16

RO/002/93

Układ scalony LM3909

Jerzy Justat

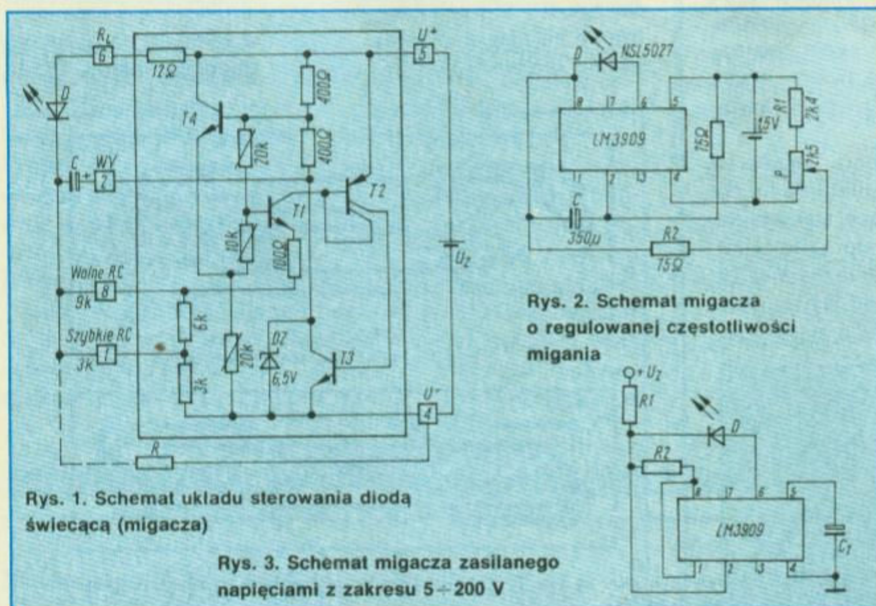
Prostym układem scalonym, który ma szerokie zastosowanie, jest układ LM3909 firmy National Semiconductor. Przedstawiamy jego kilka interesujących zastosowań.

Układ scalony LM3909 jest generatorem fali prostokątnej, w którym stała czasowa drgań jest ustalana rezystorami wewnętrznymi układu scalonego oraz kondensatorem zewnętrznym. Do wyprowadzenia 8 jest doprowadzony rezystor o wartości 9 kΩ, a do wyprowadzenia 1 – rezystor 3 kΩ. Zasilanie od 1,15 do 6,5 V doprowadza się do wyprowadzeń 4 i 5. Typowa częstotliwość drgań to 1 Hz. Poza kondensatorem wystarczy dołączyć diodę świecącą (rys. 1), aby uzyskać prosty migacz. Prąd diody świecącej jest ograniczony wewnętrznym rezystorem 12 Ω. Układ charakteryzuje się małym poborem prądu. W niektórych aplikacjach jest pobierany średni prąd 0,32 mA. W tablicy 1 przedstawiono jego parametry elektryczne, a w tablicy 2 – wartości kondensatorów, rezystorów i typy diod świecących oraz napięcia zasilające, umożliwiające wykonanie migacza o średnim poborze prądu poniżej 1 mA. Tak mały pobór prądu zapewnia długi czas życia baterii. W tablicy 3 przedstawiono czasy życia baterii przy pracy ciągłej migacza. Przy zasilaniu układu jedną baterią alkaliczną 1,5 V układ może pracować do 2,5 lat!

W celu zwiększenia częstotliwości drgań do 2,6 Hz przy zachowaniu małego poboru prądu należy dokonać niewielkiej modyfikacji układu. Należy dołączyć między wyprowadzenie 8 i 4 rezystor (narysowany linią przerywaną na rys. 1), który zmieni stałą czasową (wartość podana w tabl. 2). Aby można było regulować częstotliwość migania światła diody w zakresie od 0 do 20 Hz, układ należy wykonać wg rys. 2.

Potencjometrem P zmieniana jest stała czasowa wpływająca na ładowanie i rozładowanie kondensatora, a w konsekwencji – na częstotliwość sygnału.

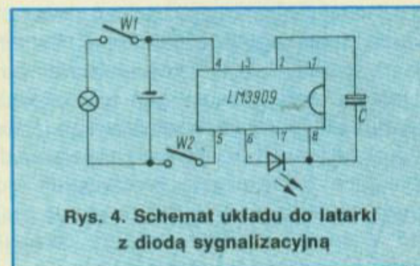
To proste urządzenie może służyć jako sygnalizator symulujący zainstalowanie alarmu w samochodzie, wyposażenie zabawek. Wykonany w postaci breloka i dołączony do kluczy, umożliwia odnalezienie ich w ciemnościach. Migacz wykonany według schematu na rys. 3 może być zasilany napięciami o wartościach od 5 do 200 V. W tablicy 4 są podane wartości rezystorów i kondensatora dla różnych napięć zasilających.



Rys. 1. Schemat układu sterowania diodą świecącą (migacza)

Rys. 2. Schemat migacza o regulowanej częstotliwości migania

Rys. 3. Schemat migacza zasilanego napięciami z zakresu 5÷200 V



Rys. 4. Schemat układu do latarki z diodą sygnalizacyjną

Inną możliwością zastosowania układu jest przeróbka latarki według schematu na rys. 4. Montując dodatkowy wyłącznik, diodę świecącą i miniaturową płytkę z układem elektronicznym w latarce, zwiększamy jej użyteczność. Na kempingu w namiocie migająca dioda ułatwi odnalezienie latarki.

Tablica 1. **Parametry elektryczne układu scalonego LM3909**

Parametr	Jednostka	Wartość Min.	Typ.	Maks.	Uwagi
Napięcie zasilania	[V]	1,15		6	
Pobór prądu	[mA]		0,65	0,75	
Częstotliwość drgań	[Hz]	0,65	1	1,3	C = 300 µF 5%
			1100		C = 0,3 µF 5%
Szczytowy prąd LED	[mA]		45		C = 350 µF
Szerokość impulsu	[ms]		6		C' = 350 µF
Maksymalny pobór mocy	[mW]		500		
Zakres temperatur pracy	[°C]	–25		70	

Tablica 2. **Wartości kondensatorów i rezystorów dla "migacza" o poborze prądu mniejszym niż 1 mA**

R [Ω]	C [µF]	Typ diody	f [Hz]	Uz [V]	Is [mA]
–	300	NSL5027	1	3	0,77
–	100	NSL5082	1,1	1,5	0,32
1000	300	NSL5027	2,6	1,5	1,2

Is – Średni pobór prądu
Diody firmy National Semiconductor

Tablica 3. **Gwarantowane czasy baterii**

Wymiary	Typ baterii standard.	alkaliczne
R6	3 m	6 m
R14	7 m	15 m
R20	1,3 r	2,6 r

m – miesiąc, r – rok

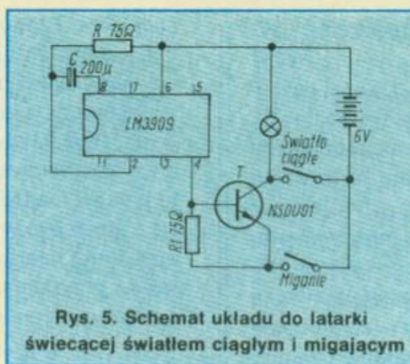
Tablica 4. **Zalecane wartości rezystorów i kondensatorów do zasilania układu LM3909 napięciami z zakresu 5÷200 V (rys. 3)***

Uz+ [V]	f [Hz]	C_T [µF]	R1 [kΩ]	R2 [kΩ]	Zakres napięć Uz+ [V]
6	2	400	1	1.5	5÷25
15	2	180	3,9	1	13÷50
100	1,7	180	43/1W	1	85÷200

*Dla zakresu napięć podanych w tabelce i wartości podzespołów R, C, jest zapewniona bezpieczna i poprawna praca układu. Dla konkretnych wartości U+ jest zapewniona częstotliwość migania diody.

Dodatkowy włącznik umożliwia realizację czterech funkcji latarki:
- oba źródła światła nie są włączone,
- dioda świeci migającym światłem, a żarówka jest odłączona,
- żarówka świeci, dioda jest wyłączona,
- oba źródła światła świecą.

Innym schematem rozszerzającym funkcję latarki jest układ przedstawiony na rys. 5. Żarówka może świecić światłem ciągłym lub migać z częstotliwością 1,5 Hz. Gdy włącznik "światło ciągłe" jest zwarty, układ elektroniczny jest odłączony od baterii i świeci tylko żarówka. W położeniu "miganie" przy rozwartym włączniku "światło ciągłe" żarówka jest włączona w obwód kolektora tranzystora. Baza jest polaryzowana sygnałem prostokątnym z częstotliwością 1,5 Hz z wyjścia układu. W efekcie tranzystor jest zatykany i odtykany, co powoduje zasilanie żarówki impulsowym prądem i jej miganie z częstotliwością 1,5 Hz.



Rys. 5. Schemat układu do latarki świecącej światłem ciągłym i migającym

(Opracowano na podstawie katalogu firmy National Semiconductor) □

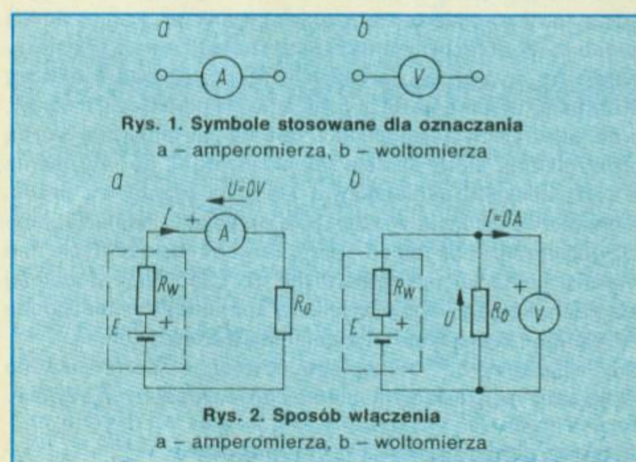
poradnik elektronika



8.1 Pomiary prądu i napięcia stałego (1)

Mieczysław Kręciejewski

Miernictwo elektryczne jest podstawą działalności każdego elektronika zajmującego się konstrukcją, uruchomianiem lub naprawą sprzętu elektronicznego. Znajomość miernictwa elektrycznego, podstawowych praw elektrotechniki oraz zasad działania elementów elektronicznych jest konieczna dla wszystkich, którzy poważnie myślą o osiągnięciu sukcesów w działalności radioamatorskiej a także profesjonalnej.
Miernictwo elektryczne jest częścią metrologii (ogólnej nauki o teorii i praktyce pomiarów) i zajmuje się tymi pomiarami, które dotyczą wielkości elektrycznych, bądź są wykonywane metodami elektrycznymi.
Wychodząc z założenia, że dla elektronika-amatora najbardziej istotna jest wiedza praktyczna, pominiemy rozważania teoretyczne. Chcemy jednak, aby Czytelnik był świadomy tego, że po przeczytaniu artykułu nie nabędzie pełnej "wiedzy pomiarowej", a jedynie pozna pewne podstawy umożliwiające samodzielne wykonanie najprostszych pomiarów najczęściej wykonywanych w codziennej praktyce.
Podstawowymi miernikami są amperomierz i woltomierz prądu stałego. Na rys. 1 przedstawiono symbole stosowane na ich oznaczenie. Oba mierniki mają po dwie końcówki służące do ich włączenia do mierzonego obwodu. Sposób włączenia wynika z charakteru mierzonej wielkości.



Rys. 1. Symbole stosowane dla oznaczania
a – amperomierza, b – woltomierza

Rys. 2. Sposób włączenia
a – amperomierza, b – woltomierza

Amperomierz mierzy natężenie prądu elektrycznego, należy go więc włączyć tak, aby mierzony prąd płynął przez niego. Takim sposobem jest szeregowe włączenie go w gałąź, której prąd chcemy zmierzyć.
Woltomierz służy do pomiaru napięcia, tj. różnicy potencjałów dwóch punktów układu. Musi być tak włączony, aby mierzone napięcie wystąpiło na jego zaciskach. Takim sposobem jest włączenie tych zacisków do interesujących punktów. W szczególnym przypadku pomiaru spadku napięcia na dwójniku, czyli elemencie o dwóch końcówkach, woltomierz jest włączany równolegle do tego elementu.
Na rys. 2 przedstawiono sposób pomiaru prądu i napięcia w układzie najprostszym z możliwych: bateria o sile elektromotorycznej E i rezystancji wewnętrznej R_w zasila rezystor obciążenia R_o. Na rys. 2a przedstawiono sposób włączenia amperomierza w celu zmierzenia prądu płynącego w obwodzie, a na rys. 2b – sposób włączenia woltomierza w celu dokonania pomiaru spadku napięcia na rezystorze R_o (równego jednocześnie napięciu na zaciskach baterii).
Na przykładzie tych prostych układów pomiarowych omówimy kilka ogólnych problemów występujących przy pomiarach.

Mierniki analogowe i cyfrowe

Wiele cech samych mierników, jak również właściwości i układów pomiarowych jest niezależnych od konstrukcji mierników. A zatem na początku, mówiąc o sprawach podstawowych nie będziemy wnikać w ich konstrukcję techniczną. Dokonanie pewnego podziału wydaje się jednak celowe już na samym początku. Chodzi tu o podział na mierniki analogowe i cyfrowe. Główną, zewnętrzną różnicą między nimi jest sposób odczytu wyniku pomiaru. W mierniku analogowym odczytuje się położenie wskazówki względem skali pomiarowej, natomiast w mierniku cyfrowym jest to odczyt kilku cyfr z wyświetlacza. Ta różnica ma daleko idące konsekwencje. Zwykle przyjmuje się, że odczytu analogowego można dokonać z dokładnością (rozdzielczością) 0,2 najmniejszej działki na skali. W przypadku miernika cyfrowego dokładność (rozdzielczość) odczytu jest równa dokładności wyświetlacza, czyli najmniej znaczącej cyfrze (ang. 1 lsd). Nie należy tu mylić dokładności odczytu i dokładności pomiaru. Są to dwie różne, ale zależne sprawy, gdyż duża dokładność pomiaru ma sens tylko wtedy, gdy wynik można dokładnie odczytać. Dlatego większość współczesnych mierników o dużej dokładności to przyrządy cyfrowe. Dodatkową zaletą pomiaru cyfrowego jest łatwość zrealizowania pomiaru z zastosowaniem komputera, co często jest konieczne dla zwiększenia dokładności.

Jednostki, zakres pomiarowy, rozdzielczość

Jednostki stosowane do wyrażania różnych wielkości fizycznych są określone przez międzynarodowy układ jednostek SI. Najczęściej będziemy mieć do czynienia z następującymi jednostkami [w nawiasie kwadratowym podano oznaczenie skrótowe]:

amper [A] – jednostka podstawowa układu SI stosowana do wyrażenia natężenia prądu elektrycznego. Andre Marie Ampere (1775-1836), którego nazwiskiem nazwano jednostkę prądu elektrycznego, był francuskim fizykiem i matematykiem, twórcą podstaw współczesnej elektrodynamiki.

wolt [V] – jednostka napięcia elektrycznego. Nazwa jednostki pochodzi od nazwiska Alessandro Volty (1745-1827), włoskiego fizyka i fizjologa, twórcy m.in. ogniwa galwanicznego.

om [Ω] – jednostka rezystancji (oporności elektrycznej); stosowana również do wyrażenia impedancji. Nazwa jednostki pochodzi od nazwiska Georga Simona Ohma (1787-1854), niemieckiego fizyka, autora prac z dziedziny elektryczności (m.in. prawo Ohma) i akustyki.

simens [S] – jednostka przewodności elektrycznej (odwrotność rezystancji); stosowana również do wyrażenia admitancji (odwrotność impedancji). Nazwa jednostki pochodzi od nazwiska Ernsta Wernera von Siemensa (1816-1892) niemieckiego elektrotechnika i przemysłowca, pioniera niemieckiego przemysłu elektrotechnicznego.

henr [H] – jednostka indukcyjności (własnej i wzajemnej). Joseph Henry (1797-1878), od nazwiska którego pochodzi nazwa tej jednostki, był amerykańskim fizykiem; niezależnie od Faradaya odkrył zjawisko indukcji elektromagnetycznej.

farad [F] – jednostka pojemności elektrycznej. Nazwa jednostki pochodzi od nazwiska Michaela Faraday'a (1791-1867), angielskiego fizyka i chemika, jednego z najwybitniejszych fizyków XIX wieku. Największe znaczenie miały prace Faraday'a dotyczące elektryczności (m.in. prawo indukcji elektromagnetycznej, prawo elektrolizy, zjawisko samoindukcji).

herc [Hz] – jednostka częstotliwości; odwrotność sekundy. Nazwa jednostki pochodzi od nazwiska Heinricha Rudolfa Hertza (1857-1894), niemieckiego fizyka, autora pionierskich prac dotyczących fal elektromagnetycznych.

sekunda [s] – jednostka czasu.

Należy zwrócić uwagę na różnicę w pisowni nazwisk i nazw jednostek.

Przyjęte jednostki są często zbyt małe lub zbyt duże do wygodnego wyrażenia konkretnej wartości wielkości fizycznej, np. natężenia prądu, z jakimi elektronik może się spotkać w swojej praktyce rozciągają się od ok. 10^{-13} A (prądy wejściowe wzmacniaczy elektrometrycznych) do kilkunastu czy kilkudziesięciu amperów (układy zasilające). Dlatego też w celu zapewnienia wygody przy posługiwaniu się tymi samymi jednostkami przy opisie zjawisk, dla których występujące tam wartości tych samych wielkości mogą się różnić o wiele rzędów, wprowadza się system przedrostków do oznaczenia wielokrotności i podwielokrotności jednostki głównej. Nazwy i znaczenie stosowanych przedrostków są podane w tablicy. Użycie dowolnego przedrostka bezpośrednio przed symbolem jednostki oznacza pomnożenie podanej wartości przez odpowiedni przedrostek podany w tablicy.

Przykładowo:

$10\ k\Omega = 10 \cdot 10^3\ \Omega = 10\ 000\ \Omega$

$33\ pF = 33 \cdot 10^{-12}\ F = 0{,}000000000033\ F$

$1\ \mu V = 1 \cdot 10^{-6}\ V = 0{,}000001\ V$

$15\ mA = 15 \cdot 10^{-3}\ A = 0{,}015\ A$

Po tej informacji o przedrostkach wracamy do amperomierza i woltomierza. Oba te mierniki umożliwiają bezpośredni odczyt mierzonej wartości, odpowiednio natężenia prądu i napięcia. Z tego względu mówimy tu o pomiarze bezpośrednim. Jednakże nie każdy, np. amperomierz, może zmierzyć dowolne natężenie prądu. Ta sama uwaga dotyczy również woltomierzy, a także wszystkich innych przyrządów pomiarowych. Otóż każdy przyrząd ma określony zakres pomiarowy oraz rozdzielczość. Zakres pomiarowy określa maksymalną, natomiast rozdzielczość – minimalną wartość (bezwzględną), jaka może być wskazywana przez dany miernik. Praktycznie spotykane mierniki mają albo jeden zakres pomiarowy, albo też są przyrządami wielozakresowymi. Niezależnie od tego, pomiaru bezpośredniego można dokonać tylko wtedy, gdy zakres pomiarowy i rozdzielczość miernika odpowiadają wartości mierzonego parametru. W przypadku, gdy wartość mierzona jest większa od największego (lub jedynego) zakresu miernika, którym dysponujemy, miernik wskaże swoją maksymalną wartość zakresową, co stanowi dla nas informację o ograniczonej przydatności. Poza tym przy pomiarze napięcia lub prądu w sytuacji takiej może nastąpić uszkodzenie miernika (przy pomiarze innych wielkości, np. rezystancji, nie ma tego problemu). Pomiar wartości mniejszej od rozdzielczości miernika również nie dostarcza wielu informacji (wskazanie miernika jest równe zeru), ale przynajmniej nie grozi żadnymi konsekwencjami. Z powyższych rozważań można wyciągnąć następujący wniosek. Przed przystąpieniem do pomiaru dobrze jest znać (oszacować) rząd wielkości mierzonej i odpowiednio do tego dobrać przyrząd pomiarowy. W przypadku pomiaru napięcia i prądu, tzn. gdy może nastąpić uszkodzenie przyrządu, należy zachować szczególną ostrożność i w przypadku mierników wielozakresowych rozpocząć pomiar, mając wybrany największy zakres pomiarowy. W przyrządach cyfrowych wybór zakresu jest często dokonywany automatycznie.

Wskazania ujemne

Wartość zmierzonego (lub obliczonego) napięcia lub prądu może mieć wartość dodatnią lub ujemną. Oczywiście można również uzyskać zerowy wynik, ale ta możliwość nie będzie nas teraz interesować. Możliwość wystąpienia ujemnych wartości wynika z umowy dotyczącej oznaczania (strzałkowania) prądów i napięć.

Jeżeli faktyczny kierunek przepływu jest zgodny z założonym przez nas z góry kierunkiem, to jako wynik otrzymamy liczbę dodatnią. W przeciwnym wypadku, tzn. gdy nasze przypuszczenie co do kierunku przepływu prądu okaże się błędne, otrzymamy ujemną wartość natężenia prądu. Inaczej mówiąc, prąd elektryczny jest opisany dwoma parametrami liczbą bezwzględną, która określa zdolność prądu do wykonania pracy i znakiem określającym kierunek przepływu prądu. Analogiczna sytuacja występuje w przypadku napięcia: albo przyjęty przez nas jeden punkt obwodu rzeczywiście ma większy potencjał niż punkt drugi, co odpowiada dodatniej wartości napięcia, albo przyjęliśmy strzałkowanie niezgodne ze stanem faktycznym i otrzymujemy wartość ujemną.

Gdy włączamy do mierzonego obwodu amperomierz lub woltomierz, w tym samym momencie decydujemy o przyjęciu

Stosowane przedrostki jednostek i ich znaczenie

Nazwa przedrostka	Symbol	Wartość	Nazwa przedrostka	Symbol	Wartość
tera	T	10^{12}	mikro	μ	10^{-6}
giga	G	10^{9}	nano	n	10^{-9}
mega	M	10^{6}	piko	p	10^{-12}
kilo	k	10^{3}	femto	f	10^{-15}
mili	m	10^{-3}	atto	a	10^{-18}

pewnego dodatniego kierunku prądu lub spadku napięcia. Dzieje się tak dlatego, że oba te mierniki mają jeden z zacisków wyróżniony: jest on oznaczany symbolem "+" (czasem jest koloru czerwonego) i nazywamy go zaciskiem dodatnim. Drugi zacisk jest oznaczony symbolem "–" (lub nie oznaczony) i nazywamy go zaciskiem ujemnym.
Amperomierz wskazuje dodatnią wartość, jeżeli prąd wpływa do zacisku dodatniego. Woltomierz wskazuje dodatnią wartość, jeżeli większy potencjał jest włączony do zacisku dodatniego. W przyrządach pomiarowych mierzących wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne (a więc głównie w cyfrowych) nie ma większego problemu, niezależnie od sposobu jego włączenia poznamy i wartość i rzeczywisty kierunek. Inaczej jednak jest w miernikach mierzących tylko wartości dodatnie, tj. od zera do wartości zakresowej (głównie mierniki wskazówkowe). Tu odwrotne włączenie miernika spowoduje, że nie poznamy wartości mierzonej i będziemy musieli zamienić jego końcówki. Dobrze jest więc na podstawie znajomości układu określić faktyczne kierunki mierzonych prądów i spadków napięć.

Miernik idealny i rzeczywisty

Będzie to nasze pierwsze zetknięcie się z błędami pomiarowymi. Zarówno dla konstruktora, jak i użytkownika przyrządów pomiarowych ważna jest znajomość cech miernika, którego nazwiemy idealnym. Są dwie takie cechy. Po pierwsze, idealny miernik powinien wskazywać dokładnie wartość jaką mierzy, np. jeżeli przez amperomierz przepływa prąd 1,07642 mA, to wskazanie miernika powinno wynosić 1,07642 mA, niezależnie od czasu i miejsca wykonywania pomiaru, temperatury otoczenia, obecności pól elektromagnetycznych itd. Oczywiście w rzeczywistości nie jest możliwe skonstruowanie takiego przyrządu pomiarowego. Konstruktorzy zbliżają się do ideału lepiej lub gorzej, przy czym znaczącym czynnikiem jest tutaj koszt miernika.
W praktyce dokładność wskazań **analogowego przyrządu pomiarowego** określa się, zaliczając go do określonej klasy dokładności. Stosuje się następujące klasy dokładności:
0,01 0,02 0,05 0,1 0,2 0,5 1 2,5 5.
Klasa dokładności jest umieszczona na widocznym miejscu pola odczytowego (razem z innymi informacjami o mierniku). Znając klasę przyrządu pomiarowego można oszacować, jaka jest maksymalna wartość błędu pomiaru. Definiujemy przy tym dwa rodzaje błędów: *błąd bezwzględny i błąd względny*. Błąd bezwzględny ΔX jest różnicą między wartością zmierzoną X_M i nieznaną nam wartością rzeczywistą X_R. Błąd względny δX jest stosunkiem błędu bezwzględnego i wartości rzeczywistej (ponieważ wartości rzeczywistej nie znamy, w praktyce zastępuje się ją wartością zmierzoną zakładając $X_M \approx X_R$). Mamy zatem:
błąd bezwzględny:
$$\Delta X = X_M - X_R \quad (1)$$
błąd względny:
$$\delta X = \frac{\Delta X}{X_R} \approx \frac{\Delta X}{X_M} \quad (2)$$
Klasę dokładności k przyrządu określa się przez maksymalny procentowy błąd względny, jaki może wystąpić przy pomiarze wartości maksymalnej na danym zakresie, czyli równej pełnemu zakresowi FS (ang. full scale):
$$k = \frac{\Delta X}{FS} \cdot 100 \quad (3)$$
skąd wynika:
$$\Delta X = \frac{k}{100} FS \quad (4)$$
oraz
$$\delta X \leqslant \frac{k}{100} \cdot \frac{FS}{X_M} \quad (5)$$
W praktyce częściej jest podawany błąd względny, ponieważ mówi więcej o dokładności pomiaru jako, że określamy go z uwzględnieniem wartości mierzonej. Błąd bezwzględny może wynosić 1 V zarówno przy pomiarze napięcia o wartości 10 V, jak i 10 kV – znając sam błąd bezwzględny nie wiemy nic o dokładności pomiaru. □

radiokomunikacja



Wielopasmowy transceiver QRP (1)

mgr inż. Andrzej Janeczek SP5AHT

Wśród krótkofalowców polskich coraz częściej można spotkać wielopasmowe transceivery renomowanych firm japońskich, jak: ICOM, YAESU, UNIDEN. Są to urządzenia zarówno nowoczesne, jak i przestarzałe, eksploatowane poprzednio przez krótkofalowców w innych krajach. Coraz więcej też jest sklepów oferujących radioamatorom różny sprzęt nadawczo-odbiorczy, jednak obecnie tylko nielicznych krótkofalowców stać na zakup nowego transceivera KF za kilkanaście, czy tym bardziej za kilkadziesiąt milionów złotych. Tym wszystkim, których nie stać na taki zakup, proponujemy wykonanie urządzenia we własnym zakresie. Minitransceiver QRP w połączeniu z wykonanym także własnoręcznie wzmacniaczem mocy, również umożliwi normalną pracę w eterze. Będzie przy tym kilkadziesiąt razy tańszy, nie mówiąc o dodatkowej satysfakcji.

Wśród wielu dostępnych opisów takich transceiverów proponuję układ zaprojektowany i wykonany przez duńskiego krótkofalowca OZ1JU (Jens Per Andersen). Jens wykonał swój transceiver 10 lat temu i pracując z mocą około 1,7 W emisją SSB nawiązał (głównie w pasmach 15 i 20 m) pełne, dwustronne łączności z 72 krajami wg listy DX-CC. Z zadowoleniem przyjął zainteresowanie swoją konstrukcją wśród krótkofalowców SP i wyraził zgodę na opublikowanie opisu urządzenia (zamieszczonego w OZ 1981/1 i OZ 1981/9).
Każdy blok transceivera jest wykonany na oddzielnej płytce i dzięki temu może być wykorzystany do eksperymentów z innymi układami albo zaadoptowany do posiadanego transceivera. Układ był wielokrotnie powielany przez krótkofalowców w naszym kraju. Kompletny opis wraz z płytkami drukowanymi oraz danymi niektórych elementów, w tym – ze sposobem wykonania cewek z polskimi rdzeniami ferrytowymi, znajdzie się w przygotowywanej do druku przez Wydawnictwa Komunikacji i Łączności książce pt. "Konstrukcje krótkofalarskie dla zaawansowanych".
Transceiver jest przystosowany do pracy w pięciu podzakresach fal krótkich: 10, 15, 20, 40 i 80 m emisjami SSB i CW. Jest on wyposażony w układ ARW z S-metrem oraz BK z możliwością podsłuchu własnego kluczowania. Odbiornik ma czułość ok. 0,5 μV przy S/N = 10 dB (w pasmie 10

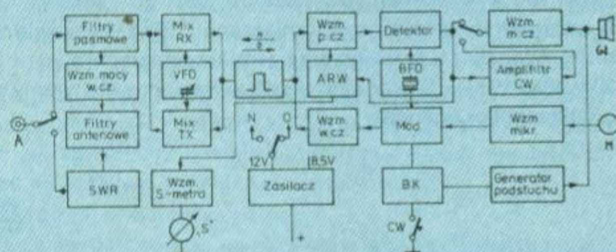
m czułość jest mniejsza i wynosi 0,8 μV). Nadajnik ma moc wyjściową od 1,5 do 2 W, w zależności od zakresu.

Schemat blokowy minitransceivera jest przedstawiony na rys. 1.

Filtr kwarcowy 9 MHz, podobnie jak w transceiverze opracowanym przez firmę PLESSEY, jest wykorzystywany dwukierunkowo: przy nadawaniu i odbiorze. Zasadniczą różnicą rozwiązania OZ1JU i PLESSEY jest zastosowanie oddzielnych mieszaczy w nadajniku i odbiorniku. Wykorzystanie oddzielnych mieszaczy aktywnych zwiększa czułość odbiornika oraz poziom sygnału wyjściowego nadajnika.

Poniżej będą opisane wszystkie fragmenty schematu. Poszczególne układy mają ponumerowane punkty połączeniowe, co jest ważne przy końcowym montażu transceivera. Kolejność opisu odpowiada przebiegowi sygnału od anteny do głośnika (tor odbiornika), a następnie od mikrofonu do anteny (tor nadajnika).

Na rys. 2 przedstawiono przełączane filtry pasmowe wraz z wydzielonym i zaekranowanym eliminatorem pośr. cz. Sygnał z tłumika antenowego, przez eliminator (L58, C1 + C2) oraz spolaryzowaną w kierunku przewodzenia diodę D1, zostaje doprowadzony do odczepów cewek filtru dwuobwodowego. Podczas odbioru do punktu 2 jest doprowadzane napięcie +12 V. Eliminator tłumi o około 25 dB sygnały niepożądane o częstotliwości 9 MHz. Wszystkie cewki filtrów są nawinięte na rdzeniach toroidalnych i zestrojone do rezonansu za pomocą trymerów ceramicznych 40 i 60 pF. Zostały one wstępnie zestrojone (za pomocą GDO) na następujące częstotliwości: L2 – 28,15 MHz, L3 – 28,35 MHz, L5 – 21,1 MHz, L6 – 21,3 MHz, L8 – 14,1 MHz, L9 – 14,25 MHz, L11 i L12 – 7,05 MHz, L14 – 3,6 MHz, L15 – 3,7 MHz oraz L58 – 9 MHz.

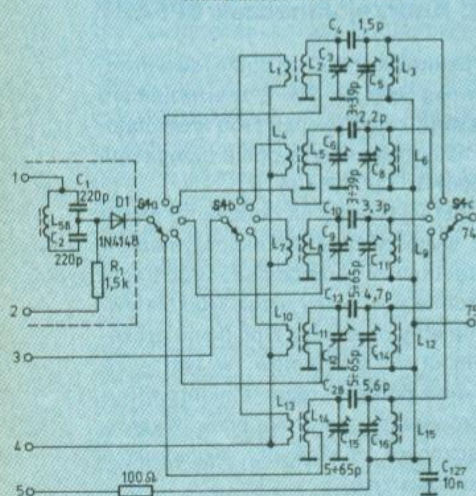


Rys. 1. Schemat blokowy minitransceivera OZ1JU

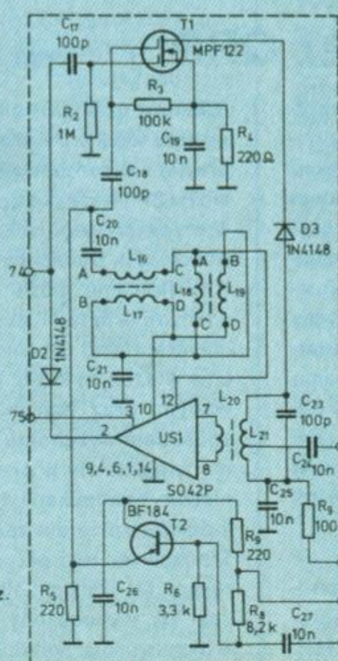
Na rys. 3 przedstawiono schematy mieszaczy odbiornika i nadajnika. Z filtru dwuobwodowego sygnał jest doprowadzony do pierwszej bramki mieszacza z tranzystorem polowym MOSFET T1–MPF122 (40673). Do drugiej bramki tego tranzystora jest doprowadzony sygnał z przestrajanego generatora pasmowego (VFO). Filtr pośr. cz. (9 MHz), to cewka L21 wraz z kondensatorem C23. Wartości elementów tego obwodu zostały dobrane tak, aby zapewnić dopasowanie do impedancji mieszacza nadajnika oraz impedancji wejściowej filtru kwarcowego 9 MHz. Jako mieszacz nadajnika wykorzystano układ scalony US1–SO42 (UL1042). Tranzystor T2 pracuje w układzie separatora-wzmacniacza sygnału VFO. Transformatory symetryzujące L16/L17 i L18/L19 służą do doprowadzenia sygnału VFO do symetrycznego wejścia układu scalonego. Filtracji sygnału nadajnika dokonują te same filtry dwuobwodowe, które były wykorzystywane przy odbiorze, z tym że sygnał jest pobierany z uzwojeń sprzęgających L1, L4, L7, L10, L13. Mieszacze są przełączane przez napięcie zasilania 12 V oraz diody D2 i D3.

Przestrajany generator pasmowy VFO (rys. 4) wykonano z tranzystorem polowym T3–TIS88 (BF245). Poszczególne cewki są przełączane elektronicznie za pomocą diod D5 ÷ D7. Na najmniejszej częstotliwości pracy VFO (5 MHz) cewki L22 + L25 są połączone szeregowo w celu uzyskania największej indukcyjności. Przestrajanie częstotliwości odbywa się za pomocą diody pojemnościowej D8 sterowanej napięciem z potencjometru P4–100 kΩ. W celu precyzyjnego ustawienia częstotliwości potencjometr ten ma przekładnię 10:1 (HELIPOT). Podobnie potencjometr P3 (100 kΩ) służy do dokładnego ustawienia częstotliwości przy odbiorze (RIT). Jest on załączany podczas odbioru za pomocą tranzystora T5. Podczas nadawania jest załączany tranzystor T6, który (za pomocą dzielnika R25 i R26) ustala częstotliwość nadawania. Dobierając wartość rezystora R25 można ustalić "zero" RIT-a, czyli uzyskać zgodność częstotliwości nadawania i odbioru.

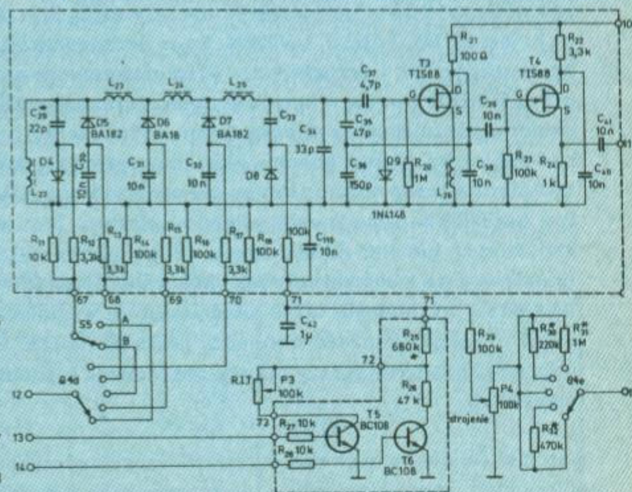
Zakres przestrajania VFO na poszczególnych pasmach jest różny i wynosi: 10 m – 500 kHz, 15 m – 450 kHz, 40 m – 200 kHz. Pasma 80 i 20 m mają dodatkowy przełącznik S5, którym (za pomocą diody D4) dołącza się dodatkowy kondensator C29 w celu pokrycia całego zakresu pasma. Warto w tym miejscu zaznaczyć, że taki sposób przełączania jest najsłabszą stroną tego układu i każdy może tu wykorzystać swoje rozwiązanie zmiany zakresów. Należy kierować się stabilnością częstotliwości jak i wyrównanym poziomem sygnału wyjściowego. W każdym razie, w obwodach VFO powinny być użyte konden-



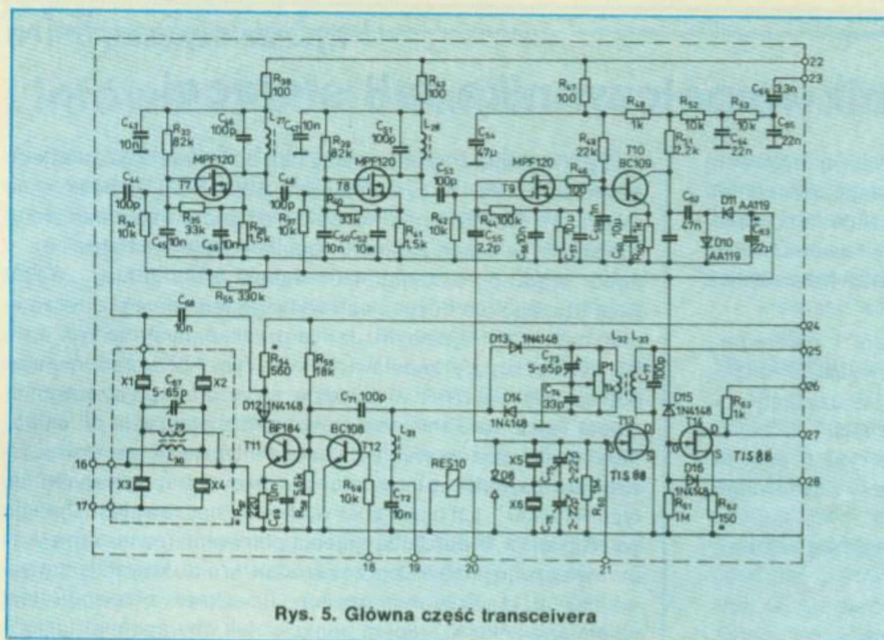
Rys. 2. Filtry pasmowe i eliminator pośr. cz.



Rys. 3. Mieszacze odbiornika i nadajnika



Rys. 4. Generator kwarcowy (VFO)



Rys. 5. Główna część transceivera

satory, które charakteryzują się zerowym współczynnikiem temperatury. Kompensację temperatury można uzyskać dzięki specjalnie dobranym kondensatorom (w tym rozwiązaniu jest to kondensator C34). Podobnie jak w obwodach pasmowych, konstruktor zastosował cewki VFO nawinięte na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych.

Za generatorem znajduje się separator wykonany z tranzystorem T4–TIS88 (BF245) w układzie wtórnika źródłowego. Zaleca się zaekranować cały układ VFO (np. blachą ocynkowaną o grubości 1 mm), którą dodatkowo można okleić warstwą styropianu o grubości ok. 1 cm (powstanie wówczas tzw. "zimny termostat").

Główną część transceivera, na której znajduje się filtr kwarcowy SSB, wzmacniacz pośr. cz., detektor, generator fali nośnej BFO, przedwzmacniacz m.cz., detektor ARW, modulator oraz wzmacniacz DSB przedstawiono na rys. 5. Ważną częścią zarówno toru nadajnika jak i odbiornika jest filtr kwarcowy. Decyduje on o jakości sygnału nadajnika (szerokości pasma i tłumieniu drugiej wstęgi bocznej) oraz selektywności odbiornika. W rozwiązaniu modelowym OZ1JU zastosował fabryczny filtr kwarcowy 9 MHz XF9A, lecz lepszy jest tutaj XF9B lub jego krajowy odpowiednik PP9A2 produkowany przez OMIG.

Wzmacniacz pośr. cz. pracuje w układzie dwustopniowym z dwubramkowymi tranzystorami MOSFET T7, T8 – MPF120 (40673), które są objęte działaniem układu automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW). Detektor SSB/CW (T9) jest wykonany również z takim samym tranzystorem dwubramkowym. Na jego drugą bramkę jest doprowadzany sygnał z generatora BFO.

Po detektorze włączony jest bezpośrednio przedwzmacniacz m.cz. z niskoszumnym tranzystorem T10 – BC109. Sygnał m.cz. z dzielnika R48/R51, odfiltrowany za pomocą filtru R52...C65 zostaje doprowadzony do potencjometru siły dźwięku, a następnie do wzmacniacza m.cz. Bezpośrednio z kolektora tranzystora T10 sygnał podlega detekcji w podwajaczu napięcia D10, D11, gdzie uzyskuje się napięcie ARW, doprowadzane do bramek tranzystorów wzmacniacza pośr. cz. Im większa jest wartość sygnału odbieranego, tym większe ujemne napięcie steruje bramki tranzystorów polowych MOSFET.

Wzmacniacz prądu stałego S-metra pracuje z tranzystorem polowym T14–TIS88 (BF245), który jest sterowany przy odbiorze napięciem ARW za pomocą diody D15, a przy nadawaniu – napięciem z układu SWR-metra za pomocą diody D16.

Generator BFO z tranzystorem T13–TIS88 (BF245) sterowany rezonatorami kwarcowymi X5 (9001,5 kHz) i X6 (8998,5 kHz) pracuje przy nadawaniu jako generator fali nośnej. Rezonatory są przełączane za pomocą miniaturowego przekaźnika, np. RES10.

Podczas pracy telegrafią (przełącznik w pozycji CW) częstotliwość generatora jest ustalana na 9000 kHz za pomocą kondensatora C126, który jest dołączany za pomocą spolaryzowanej przepustowo diody D25.

Podczas nadawania napięcie fali nośnej jest doprowadzane do modulatora diodowego D13, D14 przez uzwojenie sprzęgające L32. Modulator wymaga równoważenia na minimum fali nośnej, co uzyskano za pomocą potencjometru P1 i trymera C73. Mimo prostoty, przy dokładnym zrównoważeniu układ zapewnia wytłumienie fali nośnej o około 45 dB. Sygnał m.cz. ze wzmacniacza mikrofonowego jest doprowadzany do modulatora przez dławik L31. Sygnał DSB z wyjścia modulatora jest wzmacniany przez tranzystor T11, a następnie przez diodę D12 kierowany do filtru kwarcowego, który usuwa zbędną wstęgę boczną (w zależności od usytuowania częstotliwości fali nośnej na zboczu charakterystyki filtru). Podczas odbioru tranzystor T12 zwiera do masy resztki nie wytłumionej fali nośnej.

(Cd. w następnym nrze) □

Z życia PZK

● 23 grudnia 1992 r. Sąd Wojewódzki zarejestrował statut Polskiego Związku Krótkofalowców. Po uprawomocnieniu się, statut obowiązuje wszystkich członków związku. Nowy statut wprowadza znaczące zmiany we władzach PZK. Obecnie Zarząd Główny to prezesi lub przedstawiciele oddziałów PZK + prezydium.

● Od stycznia 1993 r. polscy krótkofalowcy mają dostęp do kolejnego pasma amatorskiego, tzn. 6 metrów (50÷52 MHz). Inaczej mówiąc, pierwszy kanał telewizyjny oddano ponownie amatorom. Wszystkie "sieci" kablowe TV, które zajmują kanał (choć nie jest on przeznaczony do tych celów), zostaną narażone z winy inwestorów na zakłócenia w odbiorze.

● W każdą niedzielę o godz. 10.30 w paśmie 40 m na zwykłych odbiornikach radiowych można odbierać Radiowy Biuletyn Informacyjny, który jest redagowany społecznie przez Bohdana Dąbrowskiego SP5BD i Jerzego Kucharskiego SP5BLD.

● Polscy krótkofalowcy mają do dyspozycji dwa polskie pisma o zasięgu krajowym: "Krótkofalowiec Polski" pod redakcją Tomasza Ciepielowskiego SP5CCC oraz "Magazyn Krótkofalowców QTC" redagowany przez Sylwestra Jarkiewicza SP2FAP.

● Bliższe informacje o działaniach PZK można uzyskać w sekretariacie Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców skr. poczt. 61, 64-100 Leszno 1 tel/fax 0/65-209529/.

R.G.

Ryszard Szygalski DF1PN

Samozerujący miernik współczynnika fali stojącej

Wszyscy posługujący się tradycyjnymi SWR-metrami docenią zalety opisanego tu przyrządu. Mierzy on współczynnik fali stojącej od razu, bez konieczności kłopotliwego każdorazowego ustalania pełnego wychylenia miernika i ewentualnego przełączania między FWD (fala padająca) i REF (fala odbita).

Proponowane rozwiązanie jest bardzo proste i niedrogie. Układ może być dołączony w zasadzie do dowolnego reflektometru, zaś uzyskane wyniki są takie same, jak uzyskane za pomocą dość drogich reflektometrów krzyżowych.

Schemat urządzenia jest przedstawiony na rys. 1. Jest to w zasadzie analogowy układ mnożący wykonany z dość tanim układem scalonym 4200 firmy RCA.

Realizowaną przez układ funkcję można opisać wg wzoru:

$$I_{OUT} = \frac{I_x \cdot I_y}{I_z}$$

w którym: I_x oznacza maksymalny prąd wyjściowy.

Prądy I_z i I_y mogą być tylko dodatnie i powinny się mieścić w zakresie od 1 μA do 1 mA. Najlepszą liniowość (z odchyleniem $\leqslant$1%) uzyskuje się jednak przy prądach wejściowych nie przekraczających 250 μA. Wszystko to narzuca ograniczenia w doborze rezystorów R1 i R2.

Proste i tanie reflektometry wykorzystują linie sprzężone pojemnościowo (strip line) – rys. 2. Typowe napięcia wyjściowe uzyskiwane z nich wynoszą ok. 4 V przy częstotliwości 30 MHz i mocy 100 W, zatem wartości rezystorów R1 i R2 nie powinny być mniejsze niż 16 kΩ. Rezystancja wewnętrzna użytego miernika powinna być mniejsza niż 700 Ω.

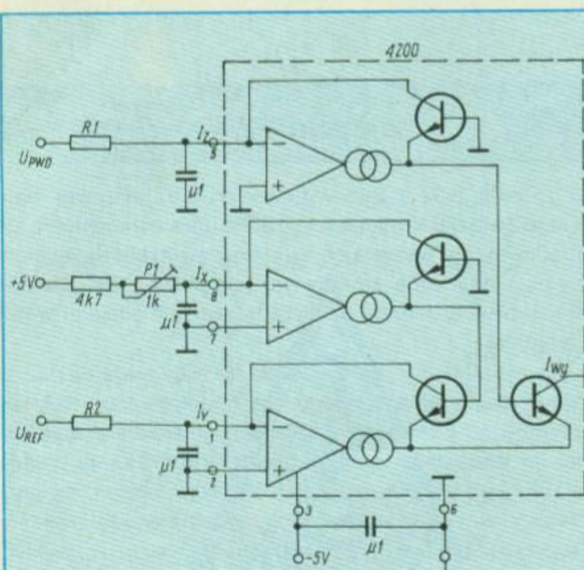
Do sprawdzenia i wyskalowania układu należy użyć prostego dzielnika z rys. 3, symulującego SWR = 3 (środek skali miernika). Przy tym miernik powinien zachować niezmienne wskazania w całym zakresie regulacji potencjometru.

Pobór prądu przez układ 4200 wynosi maks. 6 mA, nie jest więc szczególnie duży, układ wymaga jednak zasilania również napięciem ujemnym. Jak je uzyskać, ilustruje rys. 4.

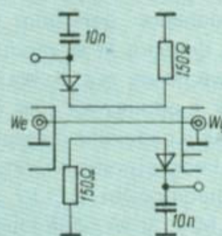
Do współpracy z przedstawionym na rys. 1 przyrządem autor poleca miernik SWR w układzie z rys. 5. Jego szczególną zaletą jest brak kondensatorów kompensujących, co osiągnięto dzięki zastosowaniu dwóch identycznych transformatorów nawiniętych na toroidalnych rdzeniach ferrytowych, np. typu R10 N30 *. Ich uzwojenia wtórne (oznaczone jako II) mają po 15 zwojów DNE 0,2. Uzwojenia pierwotne (oznaczone I), to przewleczone jeden raz przez środek toroidu kawałki przewodu RG-58 U. Przy tym uwaga (!): ekran przewodu jest uziemiony tylko w jednym punkcie, tak aby spełniał funkcję ekranu elektrostatycznego.

Całość można jeszcze uzupełnić układem mierzącym moc wyjściową – szczytową (PEAK) lub skuteczną (RMS) – rys. 6. Dla poprawnego pomiaru SWR malejąca w funkcji częstotliwości sprawność rdzenia nie ma znaczenia, stąd szerokie możliwości stosowania różnych typów rdzeni. Problem ten nabiera znaczenia przy pomiarze mocy i tu trzeba już stosować ferryty szerokopasmowe (np. F-81). □

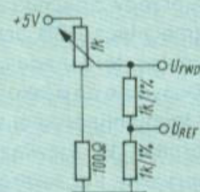
* Rdzeń z ferrytu μ_i = 4300, AL = 1760 (Siemens). Wymiary pierścienia: $\O_z$ = 10 mm, $\O_w$ = 6 mm, h = 4 mm (red.)



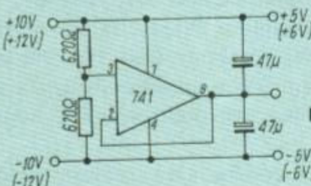
Rys. 1. Schemat układu mnożącego



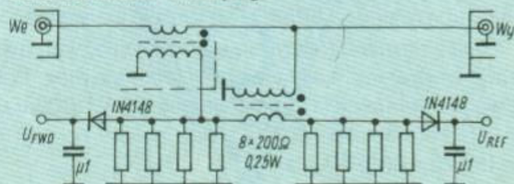
Rys. 2. Schemat układu SWR-meter typu "strip-line"



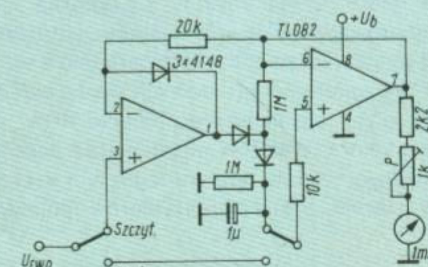
Rys. 3. Schemat układu dzielnika kontrolnego



Rys. 4. Schemat układu dostarczającego napięć zasilających



Rys. 5. Schemat SWR-metra wypróbowany przez autora



Rys. 6. Schemat miernika mocy

Liniowe zastosowania inwerterów CMOS

Cezary Rudnicki

Jednym z podstawowych elementów rodziny cyfrowych układów scalonych CMOS serii MCY74 jest inwerter (schemat na rys.1). Zawiera on dwa tranzystory MOS, jeden z kanałem typu P i jeden z kanałem typu N. Napięcia zasilające układ scalony CMOS są oznaczone odpowiednio: napięcie dodatnie – U_{DD} i napięcie ujemne – U_{SS}. Wartości napięć mogą być dowolne pod warunkiem, że ich różnica nie przekracza 18 V np. odpowiednio +18 V i 0 V, +9 V i −9 V, +15 V i −3 V. Poziomy logiczne, występujące na wejściach i wyjściach układów CMOS, są jednoznaczne z napięciami zasilającymi. W stanie wysokim (H) na wyjściu układu występuje napięcie równe dodatniemu napięciu zasilania a w stanie niskim (L) – równe napięciu ujemnemu.

Przedstawiony na rys.1 schemat połączenia tranzystorów MOS z kanałem N i z kanałem Pjest zbliżony do sposobu połączenia tranzystorów bipolarnych p-n-p i n-p-n we wzmacniaczu komplementarnym. Układ scalony MCY74049 (4049, HEF4049) lub MCY74069 (4069, HEF4069) zawiera 6 inwerterów, z których każdy składa się z dwóch tranzystorów MOS, jednego z kanałem n i jednego z kanałem p. Ze względu na symetrię tranzystorów, po połączeniu jego wyjścia i wejścia rezystorem, czyli po wprowadzeniu ujemnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia inwertera do jego wejścia, oba tranzystory zostają spolaryzowane od strony wspólnego wyprowadzenia bramek napięciem równym połowie napięcia występującego między szynami zasilającymi.

Na rys.2 przedstawiono charakterystykę przejściową inwertera z ujemnym sprzężeniem zwrotnym zrealizowanym przy użyciu rezystora o rezystancji 2,2 MΩ. W takich warunkach inwerter jest przygotowany do pracy małosygnałowej w otoczeniu środkowego punktu charakterystyki przejściowej. Po doprowadzeniu do wejścia inwertera sygnału zmiennego, jego zbocze dodatnie wytwarza zmianę punktu pracy na wyjściu w kierunku wartości mniejszych, a zbocze ujemne – w kierunku wartości większych.

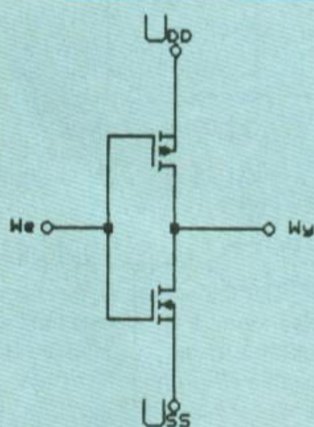
Wzmacniacze z inwerterami CMOS

Schemat ideowy inwertera CMOS z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, przewidzianego do pracy jako wzmacniacz małych sygnałów zmiennych, jest przedstawiony na rys.3. Wraz ze zwiększaniem amplitudy sygnału wejściowego, sygnał wyjściowy odkształca się coraz bardziej, co jest wynikiem znacznej nieliniowości charakterystyki przejściowej. Ponieważ układ pracuje w klasie A, prąd pobierany ze źródła zasilania ma wartość stałą. Jeżeli sygnał wejściowy osiąga wartość równą napięciu zasilania, prąd zasilania spada do zera, a układ zachowuje się jak klasyczny inwerter.

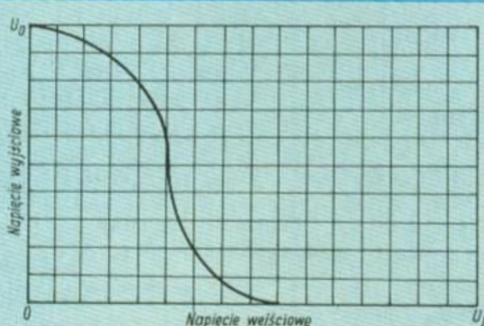
Charakterystyki częstotliwościowe układu z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego dla składowych zmiennych (R1 = 0), tj. przebieg charakterystyk wzmocnienia napięciowego w funkcji zmian częstotliwości, przedstawiono na rys.4. Liniowe przenoszenie sygnałów następuje w zakresie napięć sygnału wyjściowego od kilku mV do około 1 V, niezależnie od wielkości napięcia zasilającego. Ze wzrostem napięcia zasilającego obserwuje się wzrost szerokości przenoszonego pasma. Przy napięciu zasilania równym 15 V układ przenosi liniowo sygnały o częstotliwościach do około 100 kHz.

Poszerzenie pasma przenoszenia można uzyskać po wprowadzeniu ujemnego sprzężenia zwrotnego dla sygnałów zmiennych. Układ z rys.3 z rezystorem R1 = 22 kΩ, przy napięciu zasilania równym 15 V, przenosi liniowo sygnały o częstotliwościach do 3 MHz i amplitudzie do 1,5 V, a jego wzmocnienie napięciowe wynosi 40dB.

Łańcuchowe połączenie kilku inwerterów w sposób przedstawiony na rys.5 umożliwia wykonanie wzmacniacza o większym wzmocnieniu napięciowym

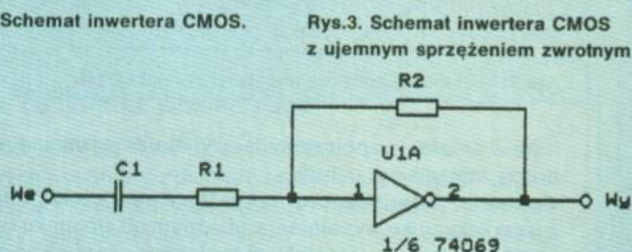


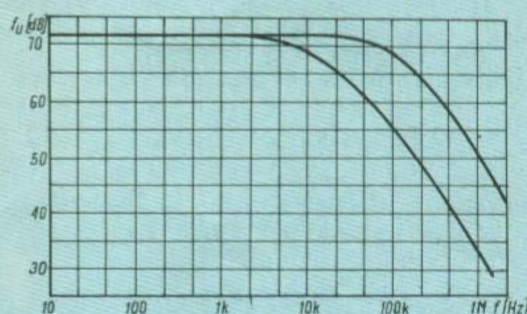
Rys.1. Schemat inwertera CMOS.



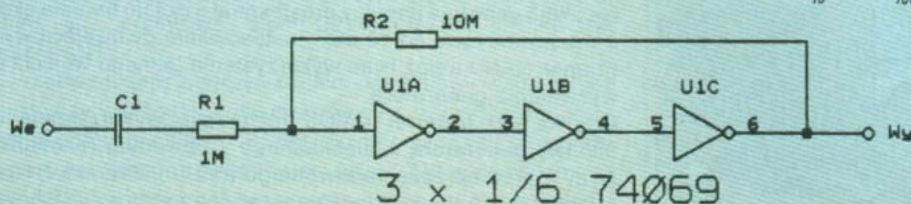
Rys.2. Charakterystyka przejściowa inwertera CMOS

Rys.3. Schemat inwertera CMOS z ujemnym sprzężeniem zwrotnym





Rys.4. Charakterystyki częstotliwościowe inwertera CMOS



Rys.5. Schemat wzmacniacza o dużej stałości wzmocnienia

oraz o większej stałości i dokładności wzmocnienia. Inwerter CMOS pracujący jako wzmacniacz może być z powodzeniem stosowany jako bufor wyjściowy wzmacniacza operacyjnego małej mocy. Wzmacniacze takie obciążone nadmiernie reagują ograniczeniem dynamiki sygnału wyjściowego. Dołączenie inwertera CMOS o wielkiej rezystancji wejściowej do wyjścia takiego wzmacniacza powoduje, że pracuje on praktycznie bez obciążenia, z pełną dynamiką. Przykład takiego rozwiązania jest przedstawiony na rys.6. Inwerter jest zasilany symetrycznie ± 1,5 V.

Pojedynczy inwerter może być obciążony przy zasilaniu 15 V prądem 6 mA zarówno wpływającym do jak i wypływającym z wyjścia. W celu zwiększenia wydajności prądowej inwertery mogą być łączone równolegle. Zamiast inwerterów mogą być stosowane bramki CMOS z kilkoma wejściami, które powinny być połączone razem. Pozostawienie jednego wolnego wejścia bramki CMOS pracującej jako wzmacniacz umożliwia sterowanie z tego wejścia pracą wzmacniacza.

Układy generacyjne z inwerterami CMOS

Układy scalone CMOS są często stosowane do generacji przebiegów sinusoidalnych i prostokątnych. Charakteryzują się wieloma cennymi zaletami, m. in.:
- pewnością startu,
- stałością parametrów przy zmianach napięcia zasilania,
- możliwością pracy w szerokim zakresie napięć zasilania,
- możliwością pracy w szerokim zakresie częstotliwości, od kilku kHz do kilku MHz,
- małym poborem mocy,
- łatwością współpracy z innymi elementami, włączając w to układy scalone TTL.

Na rys.7 przedstawiono schemat generatora RC, który składa się z trzech inwerterów CMOS lub innych elementów odwracających fazę sygnału. Współczynnik wypełnienia fali prostokątnej, generowanej w układzie, wynosi około 50%, a jej okres wyraża się zależnością:

$$T = 2\cdot C\cdot R1\cdot[0{,}405\cdot R2/(R1+R2) + 0{,}693]$$

lub w prostszej formie:

$$T = 2\cdot C\cdot[0{,}405\cdot R1{,}2 + 0{,}693\cdot R1]$$

w której R1, R2 – wypadkowa rezystancja równoległego połączenia R1 i R2.

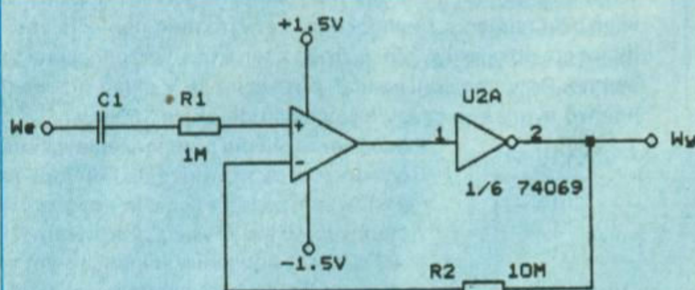
Powyższa zależność może być dalej uproszczona po spełnieniu dodatkowych warunków:

gdy R1 = R2 = R $\quad T = 1{,}788\cdot C\cdot R$

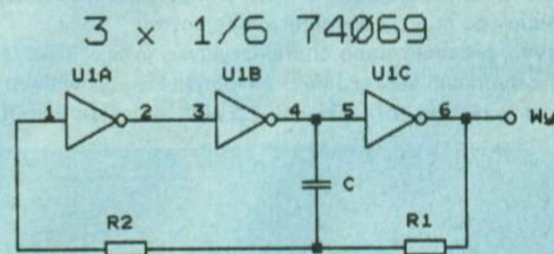
gdy R1 > > R2 $\quad T = 1{,}295\cdot C\cdot R1$

gdy R1 < < R2 $\quad T = 2{,}197\cdot C\cdot R2$

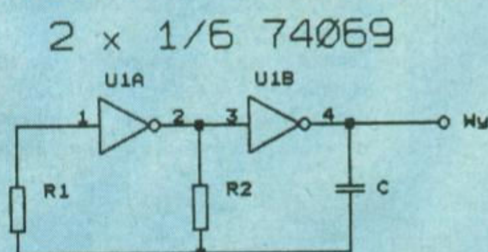
Schemat prostszego, a często stosowanego generatora, przedstawiono na rys.8. Generator zawiera tylko dwa inwertery lub dwie bramki CMOS lub jeden inwerter i jedną bramkę. Wadą układu jest mała pewność wzbudzenia drgań przy małych pojemnościach kondensatora C1. Układ ten – podobnie jak poprzedni, wytwarza przebieg o współczynniku wypełnienia około 50% i amplitudzie równej napięciu zasilania.



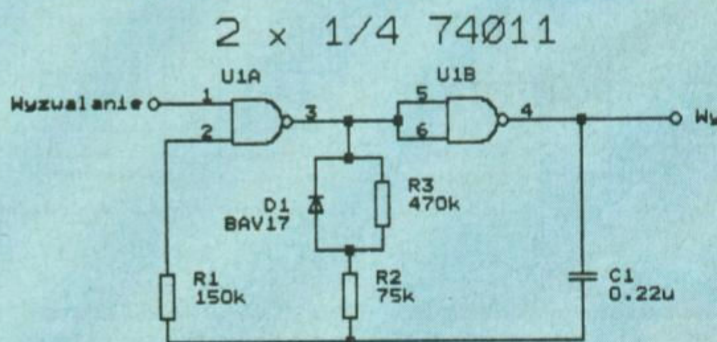
Rys.6. Inwerter jako bufor wzmacniacza operacyjnego.



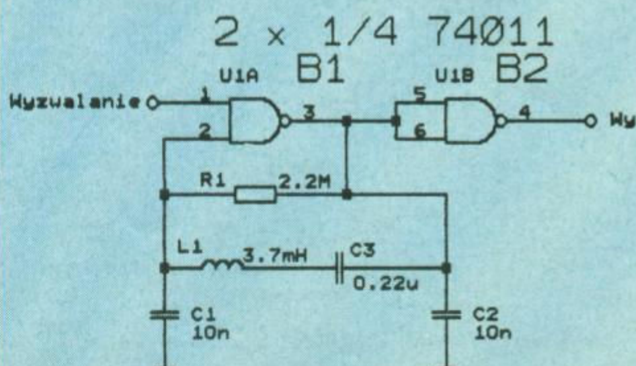
Rys.7. Schemat generatora z trzema inwerterami CMOS



Rys.8. Schemat generatora z dwoma inwerterami CMOS



Rys.9. Schemat generatora impulsów prostokątnych



Rys.10. Generator sinusoidalny z obwodem rezonansowym

Inne wartości współczynnika wypełnienia można uzyskać drogą modyfikacji układu.

Generator przedstawiony na rys.9 wytwarza falę prostokątną o współczynniku wypełnienia zależnym od stosunku rezystancji R2 i R3. Przy wartościach elementów podanych na schemacie układ generuje impulsy prostokątne o czasie trwania około 2 ms powtarzane co 10 ms. Zastosowanie dwuwejściowych bramek NAND umożliwiło wykorzystanie jednego wejścia do wyzwalania generatora.

Bramka lub inwerter CMOS mogą być wykorzystane do budowy generatora sinusoidalnego z obwodem rezonansowym w pętli sprzężenia zwrotnego (rys.10). Bramka B1 jest elementem czynnym układu generacyjnego a bramka B2 pełni

Cd. na str. 42

Odbiornik satelitarny Grundig STR 12 (1)

Seweryn Kobyliński

Odbiorniki satelitarne należą do sprzętu powszechnego użytku o dużym stopniu złożoności, zarówno pod względem zasad działania jak i szczegółowych rozwiązań układowych. Zewnętrznie sprawiają wrażenie urządzeń mało skomplikowanych, są małe i lekkie dzięki zastosowaniu miniaturowych podzespołów, układów scalonych dużej skali integracji i montażu powierzchniowego.

Odbiornik STR 12 jest podstawowym odbiornikiem satelitarnym, produkowanym przez firmę Grundig. Są także produkowane bardziej skomplikowane wersje z tej samej rodziny: STR 212 z dodatkową grafiką na ekranie telewizora oraz STR 300 umożliwiający dołączenie obrotowej anteny.

Dane techniczne

Zakres częstotliwości wejściowych:	950 ÷ 1750 MHz
Czułość:	–60 dBm (0,4 mV)
Liczba niezależnych wejść:	2 (programowane)
Skok częstotliwości syntezera:	
– zgrubny	8 MHz (100 kanałów)
– dokładny	125 kHz
Zakres ARCz:	±7 MHz
Pojemność programatora:	99 programów
Szerokość pasma p.cz. wizji:	24/16 MHz (programowana)
Szerokość pasma p.cz. fonii:	160/280 kHz (programowana)
Zakres podnośnych fonii:	5,00 ÷ 9,99 MHz (co 10 kHz)
Deemfaza fonii:	62 μs lub J 17 lub Panda 1
Typy polaryzatorów:	mechaniczny, magnetyczny lub zintegrowany
Gniazda wyjściowe:	
– telewizyjne kanał	TV od 24 do 40
– wizyjne + foniczne	Eurozłącze 21 styków
– stereofoniczne	2 x Cinch
– odbiornika radiofonii cyfrowej	480 MHz (II p.cz.)
– dekodera wizji i D2-MAC	subminiaturowe D
– dodatkowego przełącznika	0/12 V (programowane)
– miernika poziomu sygnału	0 ÷ 2 V
Zasilanie:	220 V ±10%, 28 W
Wymiary:	32 x 7,2 x 27,5 cm

Opis budowy

Schemat blokowy odbiornika jest przedstawiony na rys. 1 Poszczególne bloki odbiornika są ze sobą połączone wieloprzewodową magistralą analogowo-cyfrową.

Konstrukcyjnie odbiornik satelitarny składa się z płyty głównej, na której umieszczono bloki: mikroprocesora, zasilacza i fonii. W płytę główną są wstawiane bloki: modułu wizji, modulatora wizji, demodulatora fonii i głowicy odbiornika satelitarnego.

Głowica odbiornika satelitarnego

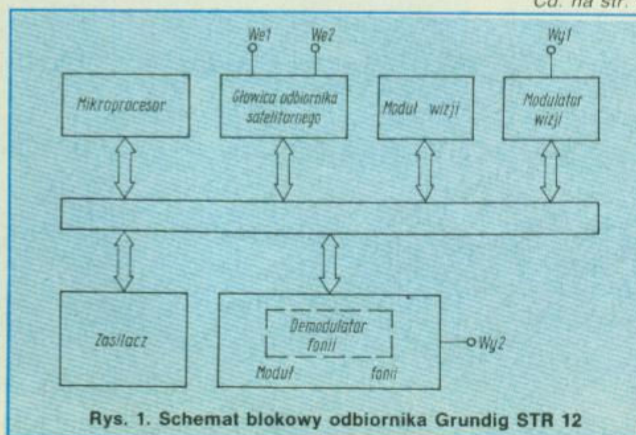
Na wejściu głowicy (rys. 2) umieszczono przełącznik wejść antenowych wykonany z diodami przełączającymi typu p–i–n. Do polaryzacji diod służy napięcie przykładane do końcówki 28 głowicy. Gdy napięcie to wynosi +5 V, przewodzą diody D2171, D2173 i czynne jest wejście ANT1. Jeżeli napięcie jest równe –5 V, przewodzą diody D2174, D2178 i czynne jest wejście ANT2.

Za przełącznikiem znajduje się jednostopniowy wzmacniacz selektywny wykonany z dwubramkowym tranzystorem polowym z arsenku galu – CF739S. Wzmacniacz ten jest przestrajany w zakresie częstotliwości 950 ÷ 1750 MHz za pomocą diod BB811 o zmiennej pojemności, przy czym na wejściu tranzystora znajduje się filtr jednoobwodowy, a na wyjściu – dwuobwodowy filtr pasmowy. Następnym stopniem jest mieszacz wykonany z tranzystorem złączowym T9104 (BF775). Do bazy tego tranzystora jest także doprowadzony sygnał z generatora lokalnego, wykonanego z tranzystorami T2121 i T2124. Zasadniczy generator jest wykonany z tranzystorem T2121, z obwodem rezonansowym dołączonym między bazę tranzystora i masę. Obwód rezonansowy składa się z dwóch diod D2116 i D2114 o zmiennej pojemności oraz indukcyjności w postaci szerokiej ścieżki na laminacie. Generator jest przestrajany w zakresie częstotliwości 1430 ÷ 2230 MHz. Tranzystor T2124 spełnia funkcje wzmacniacza-separatora sygnału generatora lokalnego. W mieszaczu i generatorze lokalnym zastosowano tranzystory mikrofalowe BFR92A i BF775 o częstotliwości granicznej 5 GHz.

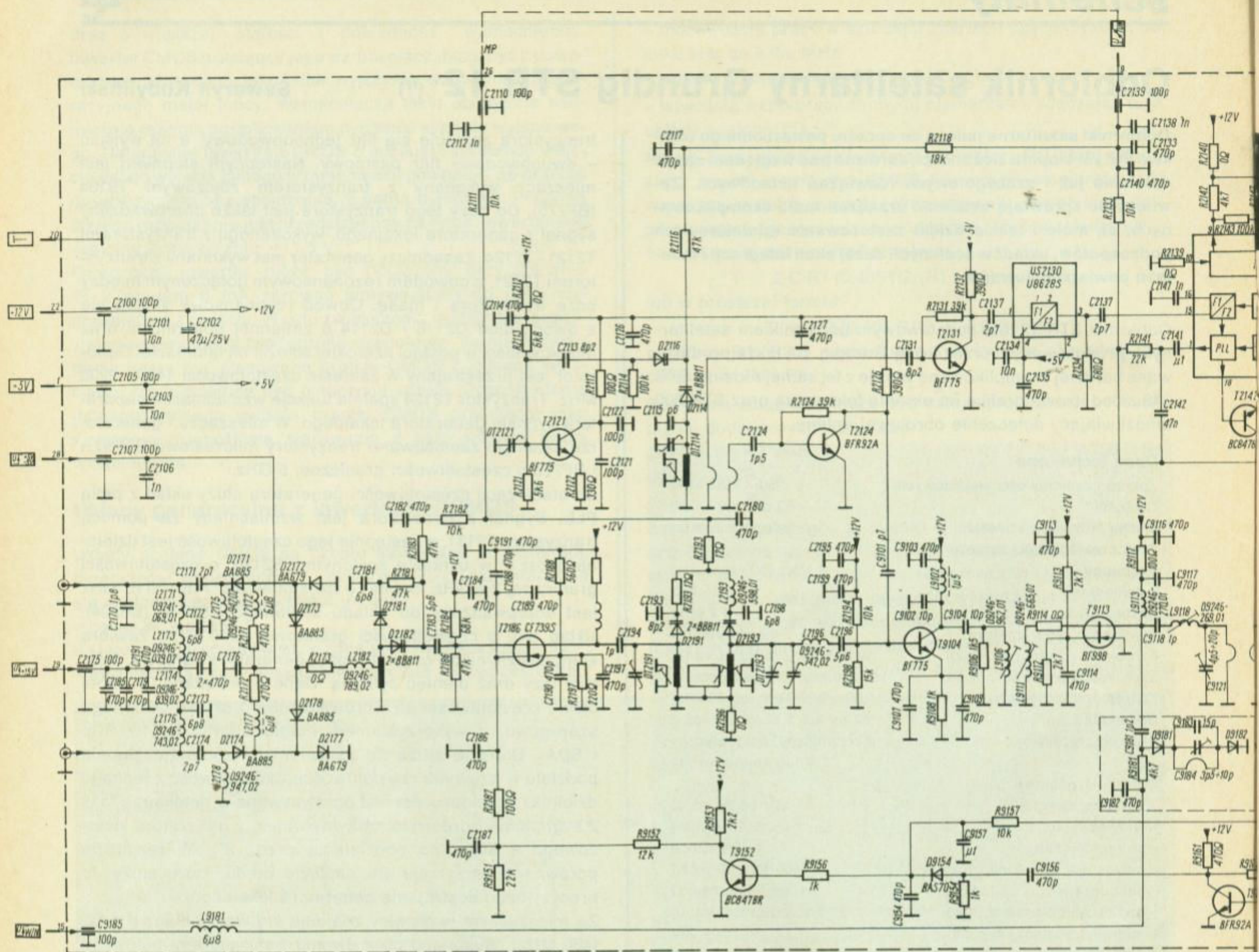
Do stabilizacji częstotliwości generatora służy układ z pętlą PLL. Sygnał z generatora jest wzmacniany za pomocą tranzystora T2131, a następnie jego częstotliwość jest dzielona przez 2 w układzie scalonym US2130, o częstotliwości granicznej 2,4 GHz. Sygnał o częstotliwości 715 ÷ 1115 MHz jest doprowadzony do układu scalonego US2140 (U6204). Układ ten, o częstotliwości granicznej 1300 MHz, zawiera komplet dzielników częstotliwości, generator kwarcowy, detektor fazy oraz pamięć cyfrową. Dane o pożądanej w danej chwili częstotliwości są wprowadzane do układu scalonego szeregowo, z wykorzystaniem magistrali I^2C (szyny SCL i SDA). Dane te służą do ustawienia właściwego stopnia podziału w dzielniku częstotliwości. Częstotliwość z jednego dzielnika częstotliwości jest porównywana w detektorze fazy z sygnałem wzorcowym, otrzymywanym z generatora kwarcowego 4 MHz (po podzieleniu przez 2^9). W rezultacie porównania otrzymuje się napięcie błędu, które służy do precyzyjnego dostrajania generatora lokalnego.

Za mieszaczem w głowicy znajduje się wzmacniacz II p.cz. (480 MHz). Wykonano go z dwoma tranzystorami polowymi BF998. We wzmacniaczu tym występują dwa dwuobwodowe filtry pasmowe LC. Drugi z tych filtrów ma regulowaną szerokość pasma, 24 lub 16 MHz, zmienianą przez dołączanie do obwodu rezonansowego dodatkowego kondensatora C9181, co następuje po spolaryzowaniu w kierunku przewodzenia diod D9198 i D9182. Zastosowany w głowicy filtr p.cz. jest bardzo prosty, odznacza się wąskim pasmem, co zapewnia korzystny stosunek sygnału do szumów. Filtr ten ma małą selektywność, a wprowadzane przez niego zniekształcenia, wynikające z wąskiego pasma, są kompensowane w następnych stopniach: ograniczniku i demodulatorze. Szerokość

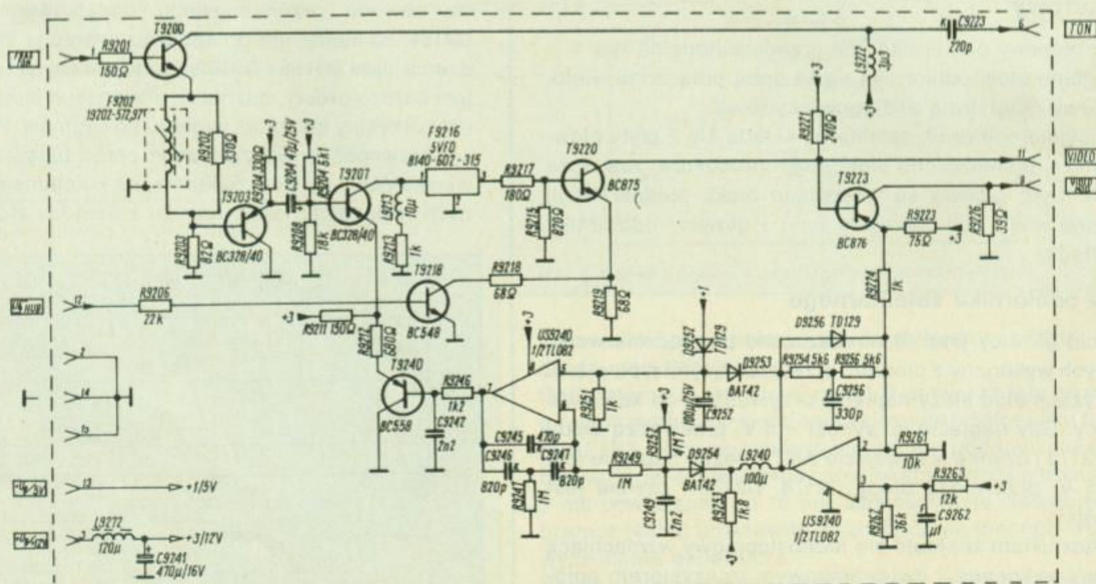
Cd. na str. 41



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika Grundig STR 12



Rys. 2. Schemat glowicy odbiornika satelitarnego



Rys. 3. Schemat modułu wizji

Cd. ze str.23

pasma filtru jest teoretycznie zbyt mała, np. przy odbiorze sygnałów z satelity Astra widmo sygnału zajmuje 26 MHz, a szerokość filtru wynosi zaledwie 16 MHz. Rozwiązanie tego fragmentu odbiornika jest dobrą ilustracją tezy, że za pomocą prostych rozwiązań technicznych można czasem uzyskać dobre parametry.

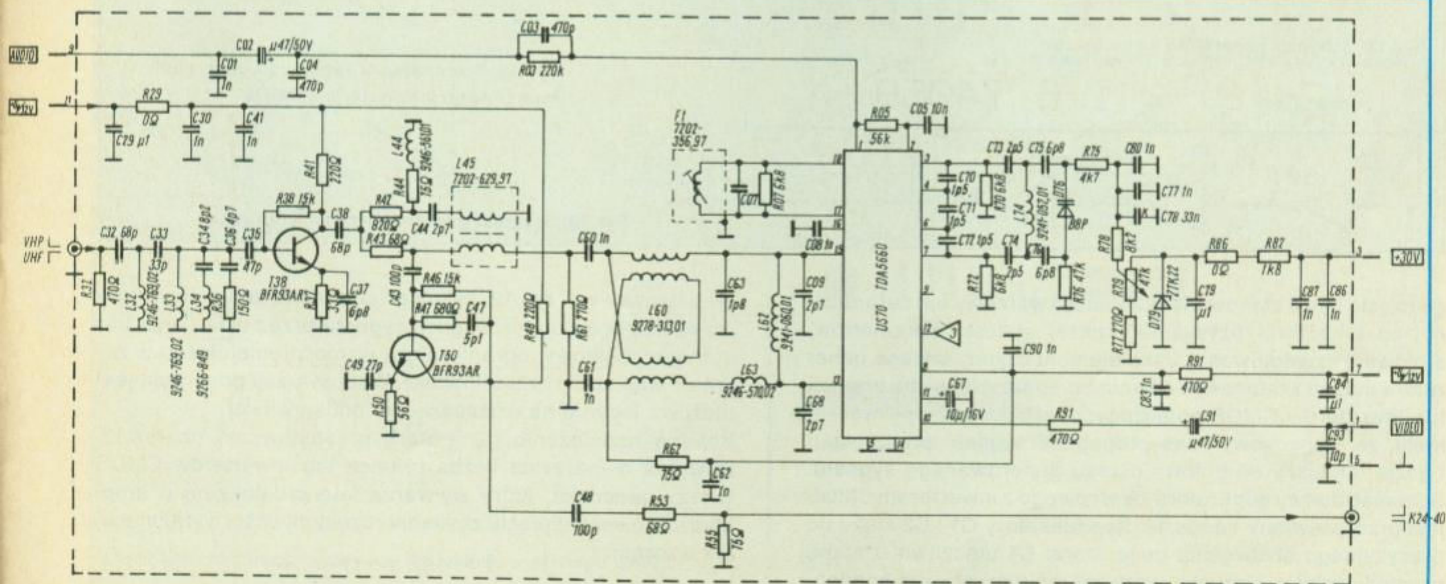
Następnie sygnał II p.cz. jest doprowadzony do układu scalonego US1452, który jest wzmacniaczem, ogranicznikiem i demodulatorem częstotliwości. Demodulacja następuje po podzieleniu częstotliwości p.cz. (480 MHz) przez 4, co zapewnia lepszą stabilność charakterystyk układu. Na wyjściu demodulatora następuje pierwotny sygnał wizji wraz z podnośnymi fonii, oznaczony jako FBAS+TON. Składowa stała napięcia z wyjścia demodulatora jest doprowadzona do podwójnego wzmacniacza operacyjnego US2160, który wytwarza napięcia błędu w przypadku wystąpienia odstrojenia odbiornika od częstotliwości pożądanej. Napięcie to jest potrzebne do automatycznego dostrojenia częstotliwości, przez mikroprocesor powoduje skorygowanie nastawienia syntezera częstotliwości.

Ponadto w głowicy znajduje się dodatkowy wzmacniacz II p.cz., wykonany z tranzystorem T9162 wraz z detektorem z diodą D9154, który dostarcza napięcie ARW dla dwóch celów: regulacji wzmocnienia tranzystora T2186 oraz doprowadzenia na zewnątrz odbiornika informacji o poziomie sygnału, odbieranego z satelity. Po dołączeniu zewnętrznego woltomierza informacja ta może być wykorzystana do precyzyjnego ustawienia anteny bądź polaryzatora.

Moduł wizji

Do wejścia tego modułu (rys. 3) jest doprowadzony pierwotny sygnał wizji wraz z podnośnymi fonii. W tranzystorze T9200 następuje oddzielenie podnośnych fonii, które występują w obwodzie kolektora. W obwodzie emitera tego tranzystora znajduje się cewka L9202, która jest filtrem deemfazy dla sygnału wizji. Tranzystor T9207 jest wtórnikiem emiterowym. Filtr L9216 eliminuje resztki podnośnych fonii o częstotliwościach od 5,5 do 10 MHz.

Tranzystory T9207, T9220, T9223, T9240 oraz dwa wzmacniacze operacyjne TL082 stanowią układ eliminacji przebiegu trójkątnego o częstotliwości 25 Hz. Przebieg ten, zwany też składową dyspersji energii, jest nadawany razem z sygnałem wizji. Dokładne usunięcie tego przebiegu jest konieczne, aby



Rys. 4. Schemat modulatora wizji

nie występowało migotanie obrazu. Zastosowane rozwiązanie zapewnia bardzo skuteczne usuwanie szkodliwego przebiegu, działa na zasadzie wydzielania przebiegu trójkątnego za pomocą wzmacniaczy operacyjnych i doprowadzenia napięcia trójkątnego w przeciwfazie do tranzystora T9207. Rozwiązanie to jest znacznie lepsze niż układ diodowy (tzw. klampujący) stosowany w prostszych odbiornikach satelitarnych.
Ponadto w układzie znajduje się tranzystor przełączający T9218, który dołączając dodatkowy rezystor w emiterze tranzystora T9220 zwiększa wzmocnienie tego stopnia. Jest to potrzebne w przypadku odbioru sygnałów o małej dewiacji wizji, np. nadawanych z satelity Astra.

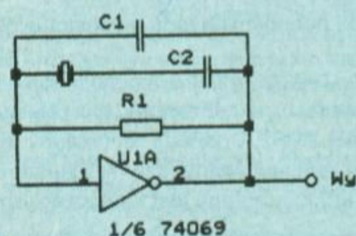
Modulator wizji

Zasadniczą funkcję w tym module (rys. 4) odgrywa układ scalony TDA5660. Elementy LC, dołączone do wyprowadzeń 3, 4, 6, 7, tworzą obwód rezonansowy generatora nośnej wizji, który może być przestrajany za pomocą diody pojemnościowej D76. Generator ten może być dostrojony do kanałów 24÷40. Całkowity sygnał wizji jest doprowadzony do końcówki 10 układu scalonego, modulując amplitudę nośnej wizji. Generator podnośnej fonii wykorzystuje obwód rezonansowy F1 i C07. Za pomocą rdzenia obwód ten może być dostrojony do następujących, typowych częstotliwości: 5,5; 6; 6,5 MHz. Sygnał fonii jest najpierw uwydatniany w układzie preemfazy, składającym się z elementów C03 i R03; po doprowadzeniu do układu scalonego TDA5660 moduluje częstotliwość podnośnej fonii.
Tranzystory T38 i T50 tworzą dwa wzmacniacze szerokopasmowe, na zakres częstotliwości 50÷860 MHz. Ich zadaniem jest zsumowanie i wzmocnienie sygnałów pochodzących ze zwykłej anteny telewizyjnej i z odbiornika satelitarnego.

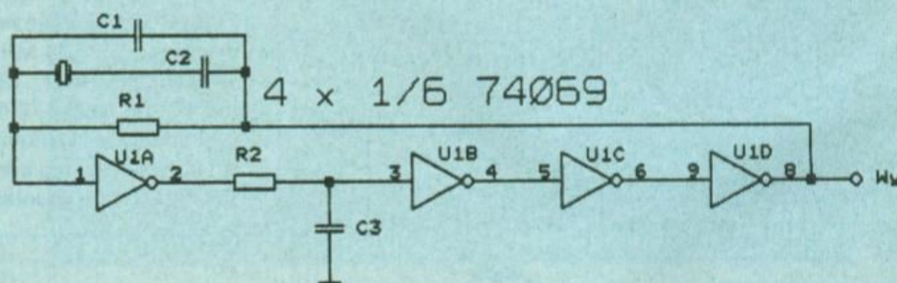
(Cd. w następnym numerze) □

Liniowe zastosowania inwerterów CMOS — *cd. ze str. 22*

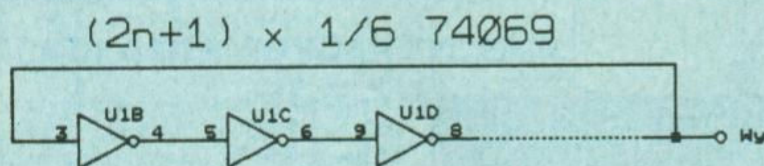
funkcję układu kształtującego falę prostokątną. Między wyjście i wejście bramki B1 włączono równoległy obwód rezonansowy z dzieloną pojemnością, złożony z elementów L1, C1, C2 i C3. Kondensator C3 służy jedynie do separacji składowej stałej, jego pojemność nie wpływa na częstotliwość rezonansową obwodu. Do polaryzacji wejścia bramki B1 służy rezystor R1. Układ generuje sygnał o częstotliwości określonej przez elementy obwodu rezonansowego, indukcyjność cewki L1 i wypadkową pojemność szeregowego połączenia C1 i C2. Wolne wejście bramki B1 może być wykorzystane do sterowania pracą generatora (wyzwalania).
W układach generacyjnych, w miejsce obwodu rezonansowego często bywa stosowany rezonator kwarcowy lub ceramiczny, co umożliwia uzyskanie lepszej stałości parametrów, a głównie częstotliwości. Jako element czynny takiego generatora można zastosować dowolną nieparzystą liczbę bramek lub inwerterów CMOS połączonych łańcuchowo pod warunkiem, że wypadkowy czas propagacji sygnału przez układ będzie mniejszy od połowy okresu generowanego sygnału. Schemat ideowy generatora kwarcowego z inwerterem CMOS jest przedstawiony na rys.11. Kondensatory C1 i C2 służą do precyzyjnego dostrojenia generatora; C1 umożliwia zmianę częstotliwości w kierunku wartości mniejszych, zaś kondensator C2 umożliwia nieznaczne jej zwiększenie. Rezystor R1 służy do polaryzacji wejścia inwertera, jego rezystancja powinna być możliwie duża, rzędu kilku MΩ, gdyż wpływa ona na wypadkową dobroć obwodu generacyjnego, a tym samym na stałość generowanej częstotliwości. Przy zmianach napięcia zasilania częstotliwość generacji zmienia się nieznacznie dopóty, dopóki nie odgrywa roli czas propagacji sygnału przez inwerter. Pojedynczy inwerter lub bramka CMOS przy napięciu zasilania 3 V mogą generować sygnały w zakresie częstotliwości do kilku MHz.
W układzie generacyjnym, pracującym w zakresie małych częstotliwości, istnieje niebezpieczeństwo wzbudzenia drgań na częstotliwościach harmonicznych rezonatora kwarcowego. Aby temu zapobiec stosowane są specjalne środki.



Rys.11. Schemat generatora kwarcowego



Rys.12. Schemat usprawnionego generatora kwarcowego z inwerterami CMOS



Rys.13. Schemat generatora pierścieniowego

W układzie wg rys.12 zastosowano dodatkowe inwertery przedłużające czas propagacji sygnału przez układ oraz filtr dolnoprzepustowy, ograniczający wzmocnienie układu w zakresie większych częstotliwości. W tej sytuacji generacja jest możliwa jedynie na częstotliwości podstawowej.
Kolejne rozwiązanie generatora przedstawiono na rys.13. Dowolna nieparzysta liczba bramek lub inwerterów CMOS tworzy generator, który wytwarza falę prostokątną o amplitudzie równej napięciu zasilania i częstotliwości wyrażającej się wzorem:

$$f = 1/(2 \cdot \pi \cdot n \cdot \tau)$$

w którym n oznacza liczbę bramek, τ – oznacza czas propagacji sygnału przez pojedynczy inwerter. □

"Uczący się" sterownik UA3722

Leszek Halicki

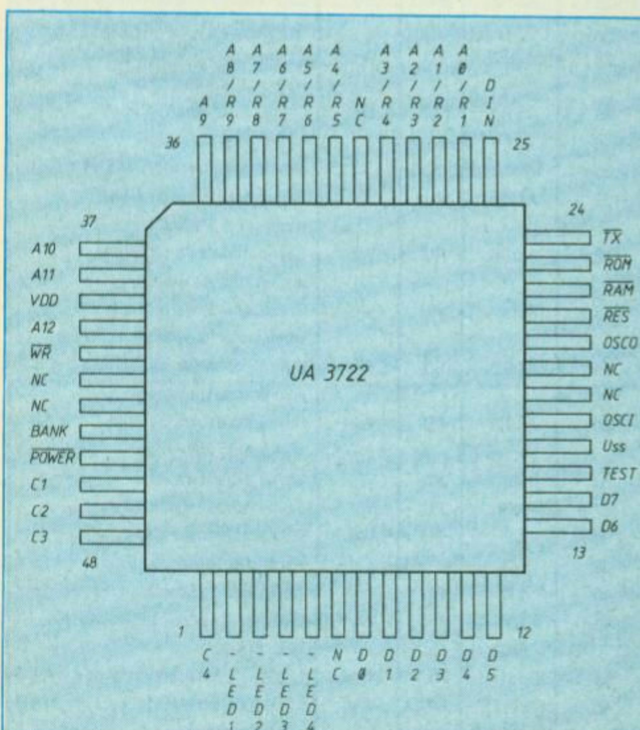


United Microelectronic Corporation (UMC), firma z Tajwanu produkuje układy scalone UA3722 montowane w zdalnych sterownikach podczerwieni. Podstawową własnością układu jest zdolność "uczenia się" polegająca na odbieraniu, zapamiętywaniu i odtwarzaniu (wysyłaniu) sygnałów pochodzących od innych sterowników. W ten sposób sterownik zawierający układ scalony UA3722 może zastąpić do ośmiu innych sterowników, np. odbiornika telewizyjnego, magnetowidu, odtwarzacza płyt kompaktowych itd. Duże możliwości sterownika zwielokrotnia funkcja "macro" umożliwiająca zapamiętanie, a następnie wykonanie przez naciśnięcie tylko jednego przycisku do 10 poleceń, jak np. funkcji potrzebnych do nagrywania z odbiornika telewizyjnego na magnetowid.

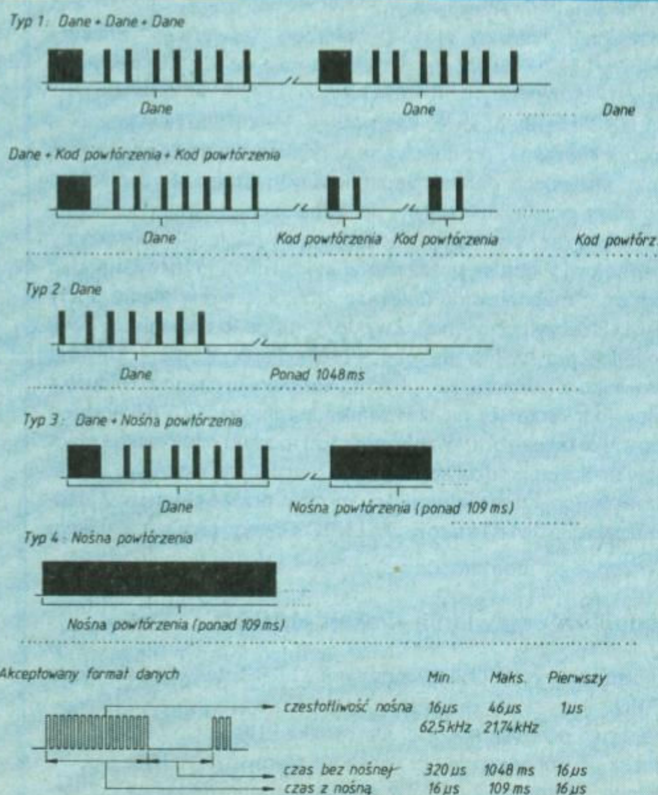
Kompletny sterownik wykorzystujący układ scalony UA3722 może być produkowany w trzech podstawowych wykonaniach, różniących się między sobą liczbą klawiszy, "banków" oraz rodzajem i liczbą zastosowanych pamięci. Przez pojęcie banku rozumie się tu zestaw zapamiętanych funkcji i przyporządkowanych im przycisków klawiatury, odpowiadających jednemu sterownikowi. Sterownik w wykonaniu pierwszym ma klawiaturę z 16 klawiszami, 8 banków oraz zewnętrzną pamięć typu SRAM o pojemności 8Kx8. Użytkownik sterownika w wykonaniu drugim i trzecim ma do dyspozycji klawiaturę z 32 przyciskami, 4 banki i także pamięć SRAM 8Kx8 lub EPROM 8Kx8 (tylko w trzecim wykonaniu). Oprócz klawiszy "uczących się" klawiatura sterownika powinna mieć trzy przyciski LEARN (uczenie się), MACRO, oraz DELETE (kasowanie), pięć świecących diod sygnalizujących tryb pracy sterownika LEARN, SEND'G (nadawanie) DELETE, ERROR oraz BATT.LOW. Dioda świecąca LEARN zaświeca się, gdy zostanie wciśnięty przycisk LEARN wskazując, że sterownik jest w trybie pracy "uczenie się". Podobnie dioda oznaczona symbolem SEND'G lub LEARN OK zaświeca się, gdy proces "uczenia się" został zakończony pozytywnie. Dioda DELETE zaświeca się po naciśnięciu przycisku DELETE i oznacza to przyzwolenie na kasowanie danych. Dioda ERROR lub MEMORY FULL zaświeca się, gdy proces "uczenia się" nie został zakończony (co wymaga ponownego naciśnięcia przycisku LEARN), gdy został naciśnięty przycisk DELETE lub gdy przyciśnięty przycisk funkcyjny nie został wcześniej zaprogramowany i naciśnięcie go nie powoduje wyemitowania sygnału. Ostatni wskaźnik BATT. LOW świeci się, gdy bateria zasilająca wymaga wymiany. Poza tym w centralnym miejscu sterownika powinien się znajdować przełącznik banków z następującymi pozycjami: TV1, TV2, VIDEO, AUDIO, CD (odtwarzacz płyt kompaktowych) i AUX (urządzenie dodatkowe).

Układ scalony UA3722 jest produkowany w obudowie z 48 wyprowadzeniami przewidzianymi do montażu płaskiego. Na rys. 1 jest przedstawiona konfiguracja wyprowadzeń, a w tablicy – ich opis.

Układ scalony UA3722 akceptuje sygnał z innych sterowników, gdy ich częstotliwość nośna zawiera się w przedziale od 21,74 kHz (okres 46 μs) do 62,5 kHz (okres 16 μs) w 31 kanałach. Sam ma też wewnętrzny generator służący do wytworzenia częstotliwości nośnej. Elementem zewnętrznym generatora jest rezonator kwarcowy 4 MHz.



Rys. 1. Konfiguracja wyprowadzeń układu scalonego UA3722



Rys. 2. Kształt sygnałów akceptowanych przez sterownik LURC

Na rys. 2 przedstawiono kształt różnego rodzaju sygnałów akceptowanych przez sterownik.
Napięcie zasilania układu UA3722 zawiera się w granicach od 4,5 V do 5,5 V. Prąd pobierany w czasie pracy 5 mA, w stanie czuwania 0,05 μA.

Procedura "uczenia" sterownika

Załóżmy, że mamy "nauczyć" przycisk K2 sterownika LURC (Learnable Universal Remote Controller – sterownik uniwersalny "uczący się") kodu przycisku K1 danego sterownika standardowego:
– ustawić oba sterowniki na płaskiej powierzchni, w odległości 5÷7 cm od siebie, tak aby część odbiorcza sterownika LURC znajdowała się naprzeciw części nadawczej sterownika standardowego;
– nacisnąć przycisk LEARN sterownika LURC, zaświeci się dioda LEARN;
– nacisnąć i przytrzymać przycisk K1 sterownika standardowego;
– jednocześnie z przyciskiem K1 nacisnąć i przytrzymać przycisk K2 sterownika LURC;
– podczas uczenia się dioda LEARN świeci światłem przerywanym;
– po kilku sekundach, gdy proces "uczenia" zakończy się i zaświeca się dioda LEARN OK/SEND'G, zwolnić przyciski K1 i K2 w obu sterownikach.
Na tym kończy się procedura "uczenia" dotycząca jednego przycisku. Gdy proces uczenia zatrzyma się i zaświeci się dioda ERROR, należy ją powtórzyć jeszcze raz aż do uzyskania zaświecenia się diody LEARN OK. Jeżeli podczas "uczenia" dioda ERROR zacznie świecić się światłem przerywanym, oznacza to, że pamięć sterownika LURC jest przepełniona i należy wykasować zawartość nie używanych kilku przycisków.
Sterownik LURC powraca do rodzaju pracy NORMAL, gdy w czasie 2 minut żaden z przycisków sterownika nie zostanie naciśnięty. Przedłuża to żywotność baterii.
Procedura kasowania "zawartości" przycisku
– nacisnąć przycisk DELETE, dioda świecąca DELETE zaczyna świecić światłem przerywanym;
– nacisnąć właściwy przycisk, którego "zawartość" chcemy skasować, upewniając się wcześniej, czy mamy włączony odpowiedni bank;
– po zakończeniu procesu kasowania dioda DELETE zgaśnie.
Niektóre sterowniki produkowane seryjnie mają możliwość kasowania wszystkich danych zapamiętanych przez sterownik. Do tego służy przełącznik ukryty, np. w kieszeni na baterie.
Załóżmy teraz, że mamy do dyspozycji odbiornik telewizyjny i magnetowid, oba wyposażone w sterowniki i chcemy oglądać program z magnetowidu (telewizor znajduje się w stanie pracy STAND BY, czyli czuwania). Zwykle wymaga to naciśnięcia całej sekwencji przycisków na obu sterownikach, tj. K2 – sieć na sterowniku telewizora, K3 – sieć na sterowniku magnetowidu, K4 – play (odtwarzanie) na sterowniku magnetowidu i K5 – video sterownika telewizora. W zależności od modelu odbiornika i magnetowidu liczba i rodzaj koniecznych przycisków może być różna. Wszystkie powyższe czynności można przyporządkować jednemu przyciskowi K1 sterownika LURC. Do tego celu służy funkcja MACRO.

Procedura ustawiania funkcji MACRO

– nacisnąć przycisk LEARN sterownika LURC, zaświeci się dioda LEARN;
– nacisnąć przycisk MACRO sterownika LURC;
– nacisnąć i przytrzymać przycisk K1 sterownika LURC;
– ustawić przełącznik banków w pozycję odpowiadającą odbiornikowi telewizyjnemu i nacisnąć przycisk K2;

Opis wyprowadzeń układu scalonego UA3722

Nr wyprowadzenia	Symbol	Rodzaj	We/Wy	Opis
1	C4		We	Szyna wykrywająca sygnał użyteczny w klawiaturze
2	LED1	OD	Wy	Sterowanie diodą świecącą w rodzaju pracy LEARN
3	LED2	OD	Wy	Sterowanie diodą świecącą w rodzaju pracy LEARN OK/SENG'G
4	LED3	OD	Wy	Sterowanie diodą świecącą w rodzaju pracy DELETE
5	LED4	OD	Wy	Sterowanie diodą świecącą w rodzaju pracy ERROR/MEM.FULL
6	NC			Nie połączone
7	DO	PU	We/Wy	Szyna danych bit 0
8	D1	PU	We/Wy	Szyna danych bit 1
9	D2	PU	We/Wy	Szyna danych bit 2
10	D3	PU	We/Wy	Szyna danych bit 3
11	D4	PU	We/Wy	Szyna danych bit 4
12	D5	PU	We/Wy	Szyna danych bit 5
13	D6	PU	We/Wy	Szyna danych bit 6
14	D7	PU	We/Wy	Szyna danych bit 7
15	TEST			Wyprowadzenie testowe, przy testowaniu zewrzeć z UDD
16	USS			Minus napięcia zasilania
17	OSC I			Wejście oscylatora
18/19	NC			Nie połączone
20	OSC O			Wyjście oscylatora
21	RES		We	Wejście sygnału zerowania
22	RAM	PU	We/Wy	Wybranie pamięci SRAM
23	ROM	PU	Wy	Wybranie pamięci ROM
24	TX	OD	Wy	Wyjście danych nadajnika podczerwieni
25	DIN	OD	We	Wejście danych odbiornika podczerwieni
26	AO/R1	PU	Wy	Szyna adresowa bit 0/linia wybierania klawiatury
27	A1/R2	PU	Wy	Szyna adresowa bit 1/linia wybierania klawiatury
28	A2/R3	PU	Wy	Szyna adresowa bit 2/linia wybierania klawiatury
29	A3/R4	PU	Wy	Szyna adresowa bit 3/linia wybierania klawiatury
30	NC			Nie połączone
31	A4/R5	PU	Wy	Szyna adresowa bit 4/linia wybierania klawiatury
32	A5/R6	PU	Wy	Szyna adresowa bit 5/linia wybierania klawiatury
33	A6/A7	PU	Wy	Szyna adresowa bit 6/linia wybierania klawiatury
34	A7/R8	PU	Wy	Szyna adresowa bit 7/linia wybierania klawiatury
35	A8/R9	PU	Wy	Szyna adresowa bit 8/linia wybierania klawiatury
36	A9	PU	Wy	Szyna adresowa bit 9
37	A10	PU	Wy	Szyna adresowa bit 10
38	A11	PU	Wy	Szyna adresowa bit 11
39	U_{DD}			Plus napięcia zasilania
40	A12	PU	Wy	Szyna adresowa bit 12
41	WR		Wy	Sterowanie zapisem danych
42 i 43	NC			Nie połączone
44	BANK	PU	We	Linia wykrywająca sygnał z banku
45	POWER	OD	Wy	Sterowanie mocą
46÷48	C1,C2,C3		We	Linia wykrywająca sygnał z klawiatury

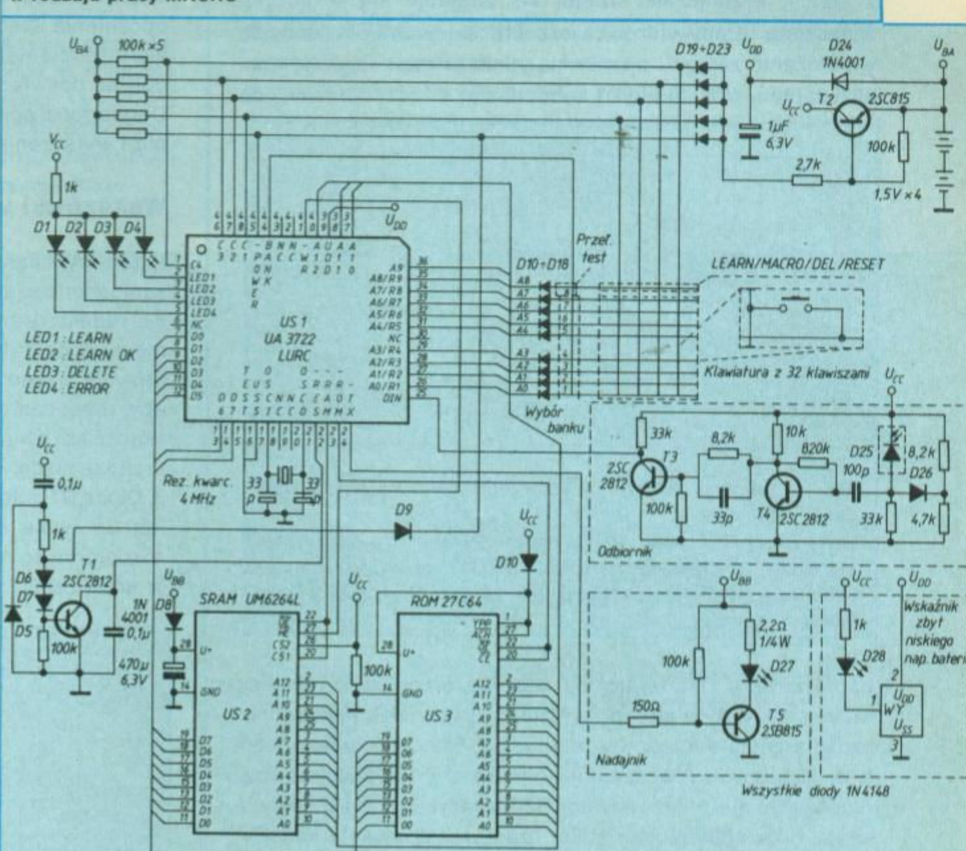
PU – rezystor przez który jest doprowadzone napięcie zasilania
OD – otwarty dren

– ustawić przełącznik banków w pozycję "magnetowid" i nacisnąć przycisk K3;
– wcisnąć przycisk K4;
– ustawić przełącznik banków w pozycję "telewizor" i wcisnąć przycisk K5;
– zwolnić przycisk K1 sterownika LURC;
– nacisnąć przycisk MACRO sterownika LURC;
– ponownie wcisnąć przycisk MACRO, gdy chcemy przyporządkować tę funkcję innym przyciskom sterownika LURC, a jeżeli nie ma takiej potrzeby, to:
– nacisnąć przycisk LEARN – dioda LEARN zgaśnie.

Na rys. 3 przedstawiono sekwencję sygnałów emitowanych po naciśnięciu przycisku K1 sterownika LURC. Sygnały "nauczone" pochodzące od innych sterowników odpowiadają naciśnięciu kolejno przycisków K2, K3 i K4.

Możliwości sterownika LURC wykorzystującego układ scalony UA3722 przetestowano na przykładzie sterownika MARK 1 – Starlux wyprodukowanego przez firmę Centronic BV. Autor niniejszego artykułu dysponował magnetowidem firmy Panasonic, odbiornikiem telewizyjnym Graetz Kongres i odtwarzaczem płyt kompaktowych firmy Technics. Sterownik MARK 1 nauczył się wszystkich funkcji przycisków produkcji firmy Technics-Panasonic, jednak zawiódł kompletnie przy próbie nauki sterownika telewizora firmy Graetz (ITT - Nokia). Ponieważ sterownik tego odbiornika zawiera układ scalony SAA1250, należy przypuszczać, że sterownik MARK 1 nie nauczy się i innych sterowników innych firm wykorzystujących ten układ. Producent sterownika MARK 1 przewidział zresztą taką możliwość i zabezpieczył się odpowiednim wpisem do instrukcji obsługi sterownika.

Na rys. 4 jest przedstawiony schemat sterownika LURC zawierającego układ scalony UA3722 pracujący w konfiguracji z klawiaturą 32-przyciskową i z 8 bankami. Zawiera on dwie pamięci SRAM (US2) i ROM (US3), odbiornik sygnałów podczerwieni z tranzystorami T3 i T4 oraz fotodiodą D25, nadajnik podczerwieni z tranzystorem T5 i fotodiodą nadawczą D27, układ sygnalizacji optycznej rodzaju pracy sterownika z diodami świecącymi D1 ÷ D4, układ zerowania, gdy w czasie 2 minut nie zostanie wciśnięty żaden z przycisków z tranzystorem T1, zasilacz z tranzystorem szeregowym T2, wskaźnik niskiego napięcia baterii (dioda D28) i klawiaturę połączoną z układem UA3722 za pomocą diod D10 ÷ D18. □



Rys. 3. Sekwencja sygnałów emitowanych przez sterownik LURC w rodzaju pracy MACRO

Rys. 4. Schemat sterownika LURC wykorzystującego układ scalony UA3722

elektronika w samochodzie



Automat świateł mijania

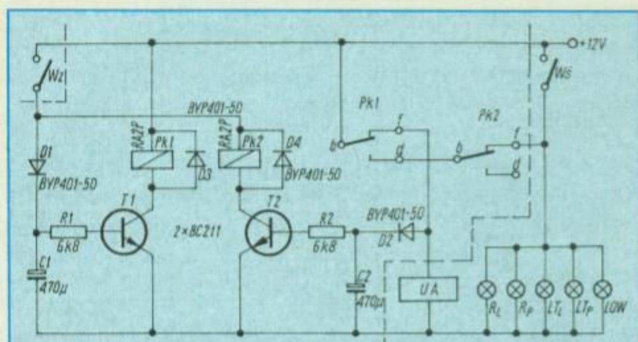
Tadeusz Lech

Urządzenie jest przeznaczone do automatycznego włączania i wyłączania świateł mijania samochodu, a dodatkowo – włączania i wyłączania autoalarmu. Zostało wykonane w związku z koniecznością (obowiązkiem) używania świateł mijania w ciągu dnia w okresie od listopada do marca. Urządzenie było testowane w samochodach: Volkswagen Golf, Ford Eskort, Oper Kadett, Fiat 126p.

Przy projektowaniu przyjęto następujące założenia:
- Niski koszt urządzenia, o którego cenie decydują użyte przekaźniki.
- Włączanie świateł mijania po uruchomieniu silnika z opóźnieniem ustalanym do 1 minuty.
- Wyłączanie świateł mijania z opóźnieniem ustalonym do 1 minuty.
- Włączanie autoalarmu w stan czuwania po automatycznym wyłączeniu świateł mijania.
- Wyłączanie autoalarmu po włączeniu zapłonu samochodu,
- Dołączenie urządzenia nie spowoduje ingerencji w układ elektryczny samochodu – zostaną zachowane funkcje ręcznego przełącznika świateł.

Zasada działania

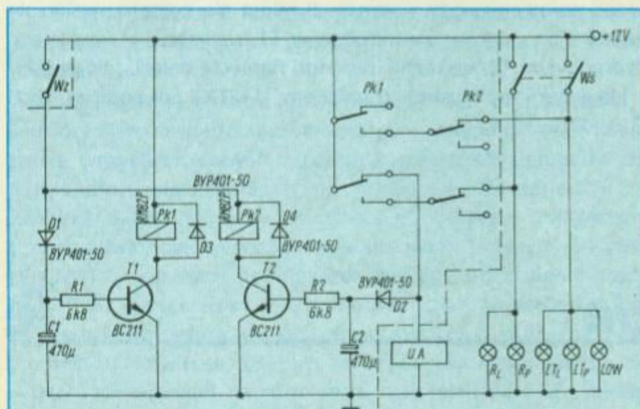
Urządzenie dołącza się do instalacji samochodu wg schematu z rys. 1. Przełącznik świateł Wś znajduje się w pozycji wyłączone. Kiedy kierowca przekręca kluczykiem stacyjkę w położenie zapłon i uruchomia silnik, przez zestyk wyłącznika zapłonu Wz i diodę D1 kondensator C1 jest ładowany do



Rys. 1. Schemat dołączenia urządzenia dla samochodu Opel Kadett, Fiat 126p

Wz – wyłącznik zapłonu; Wś – wyłącznik świateł; UA – urządzenie alarmowe; Rl – reflektor lewy; Rp – reflektor prawy; LTl – lampa tylna lewa; LTp – lampa tylna prawa; LOW – lampka oświetlenia wskaźników

napięcia 12 V. Tranzystor T1 zaczyna przewodzić i włącza przekaźnik Pk1, w którym zostaje zwarty zestyk b–d. Jednocześnie zostaje włączony przekaźnik Pk2, zwierając zestyk b–d. Naładowany wcześniej kondensator C2 zaczyna rozładowywać się przez rezystor R2 i tranzystor T2. Po upływie czasu odpowiadającego stałej czasu rozładowania kondensatora C2, tranzystor T2 przestanie przewodzić i zostanie zwarty zestyk f–b, doprowadzający napięcie + 12 V do świateł mijania. Światła zostają włączone. Stan ten będzie trwał do chwili wyłączenia zapłonu przez kierowcę. Gdy zestyki Wz zostaną rozwarte, kondensator C1 zacznie rozładowywać się przez rezystor R1 i złącze baza-emiter tranzystora T1. Po

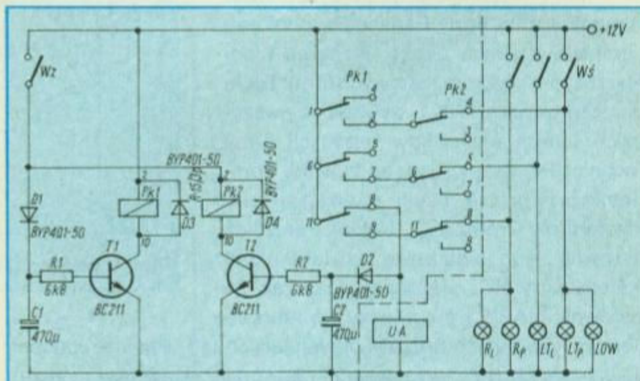


Rys. 2. Schemat dołączenia urządzenia dla samochodu Ford Eskort

rozładowaniu kondensatora C1, tranzystor T1 przestanie przewodzić i zestyk b–f przekaźnika Pk1 zostanie zwarty, co spowoduje wyłączenie świateł mijania. Zwarty zestyk b–f włącza urządzenie alarmowe UA w stan czuwania. Czas opóźnienia włączenia i wyłączenia świateł mijania zależy od wartości elementów R1, C1 oraz R2, C2. Elementy te należy dobrać doświadczalnie w czasie uruchomiania urządzenia. Dla wartości podanych na schemacie czas opóźnienia włączenia i wyłączenia świateł mijania wynosi 10 s.

Wskazówki wykonawcze

Przed wykonaniem urządzenia należy sprawdzić w swoim samochodzie jak są włączane światła mijania. Trzeba ustalić, czy reflektory świateł mijania są włączane razem czy oddzielnie z lampami tylnymi oraz czy są włączane stronami: lewa, prawa. Od tego zależy, ile zestyków muszą mieć przekaźniki, aby urządzenie nie ingerowało w dotychczasowe funkcje włącznika świateł Wś. W zależności od ustaleń dołączyć urządzenie do wyłącznika świateł wg schematu z rys. 1, 2 lub 3. Diodę D1 dołączyć bezpośrednio do wyłącznika zapłonu Wz lub do plusa cewki wysokiego napięcia. Ze względu na różnorodność przekaźników, jakie mogą być stosowane w urządzeniu, nie podano schematu płytek drukowanych.



Rys. 3. Schemat dołączenia urządzenia dla samochodu Volkswagen Golf

Jeżeli nie posiadamy schematu instalacji elektrycznej samochodu miejsce dołączenia urządzenia trzeba ustalić w następujący sposób: przewód o przekroju 1,5 ÷ 2 mm^2 dołączyć do plusa akumulatora przez bezpiecznik 8 A. Rozkręcić przełącznik świateł i dołączając do jego wyprowadzeń ten dodatkowy przewód ustalić obwody przednich świateł mijania oraz lamp tylnych. Właściwe połączenie spowoduje włączenie odpowiednich świateł i do nich należy dołączyć wyjścia urządzenia. Po dołączeniu urządzenia należy sprawdzić jego działanie w samochodzie przez włączenie zapłonu i zmierzenie czasu włączania i wyłączania. Następnie sprawdzić, czy po włączeniu świateł postojowych nie włączają się światła mijania. Przy prawidłowym dołączeniu urządzenia są zachowane wszystkie funkcje ręcznego włącznika świateł i można z niego skorzystać w razie awarii urządzenia elektronicznego. □

SŁOWNIK SKRÓTÓW ANGIELSKICH - ELEKTRONIKA, INFORMATYKA, TELEKOMUNIKACJA. Wydawnictwo SIGMA-NOT i Stowarzyszenie Elektryków Polskich, wyd. I, Warszawa 1993

Podstawowa literatura w tak szybko rozwijających się dziedzinach wiedzy, jak elektronika, informatyka i telekomunikacja ukazuje się na świecie w języku angielskim. Słownik wypełnia lukę istniejącą na rynku krajowym; jest przeznaczony zwłaszcza dla pracowników naukowych, inżynierów i studentów korzystających z literatury anglojęzycznej.
Słownik zawiera ponad 6 tys. skrótów, ich rozwinięcia w języku angielskim oraz odpowiedniki tych rozwinięć w języku polskim - w sumie ponad 10 tys. haseł. Część skrótów ma charakter ogólny - są one stosowane w różnych dyscyplinach nauki i techniki. Autorzy starali się wybrać skróty najbardziej rozpowszechnione w elektronice, informatyce i telekomunikacji oraz przedstawić je tak, jak najczęściej występują w tekstach anglojęzycznych. W przypadku tłumaczeń rozwinięć skrótów autorzy starali się stosować ogólnie przyjęte polskie terminy techniczne. Niekiedy wprowadzono nowe odpowiedniki słów angielskich, lepiej pasujące w danym kontekście do języka polskiego niż ich dosłowne tłumaczenie. (rw) □

Automatyczne powtarzanie odtwarzania

Tomasz Zieliński

Niedużym kosztem można wyposażyć większość magnetofonów z elektronicznym sterowaniem funkcjami napędu w wygodną funkcję automatycznego powtarzania odtwarzania. Oryginalny układ był zastosowany w radiomagnetofonie RMS 820S "Condor". Jest to również przykład niekonwencjonalnego zastosowania układu scalonego UCY7493 jako dwóch przerzutników.

Schemat układu jest przedstawiony na rys. 1. Po jednoczesnym naciśnięciu przycisków "Start" i "Przewijanie do tyłu" tranzystory T1 i T2 zostają zatkane i na wejściach bramki NAND B1 pojawiają się stany wysokie H. Wyjście bramki B1 przyjmuje stan niski L, sterując wejście przerzutnika A. Na wyjściu 11 tego przerzutnika pojawia się stan H wysterowujący tranzystor T3, na emiterze którego pojawia się napięcie 3÷4 V.

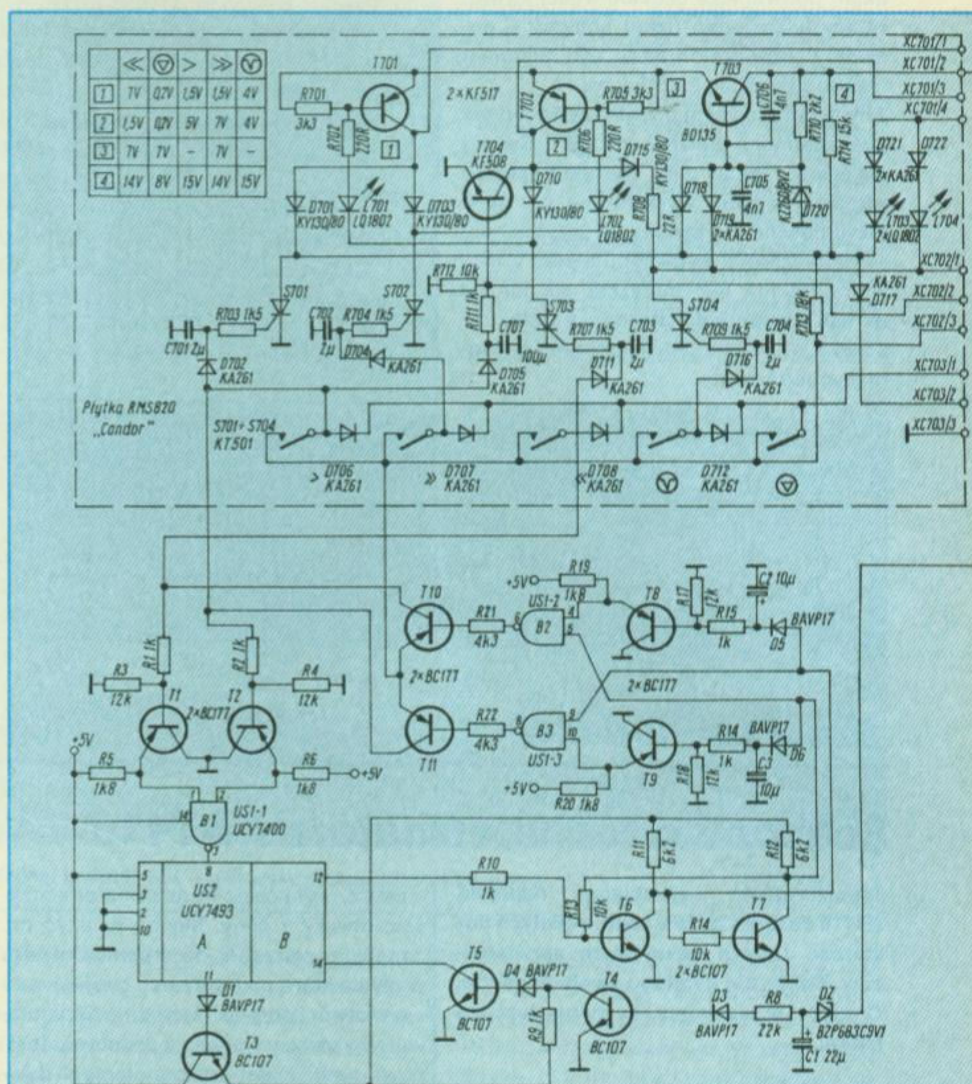
Podczas odtwarzania na kolektorze tranzystora VT703 magnetofonu "Condor" (znajduje się na płytce elektroniki sterującej funkcjami mechanizmu) występuje napięcie +15 V, przekraczające napięcie Zenera diody D2. Dioda D2 otwiera się wysterowując tranzystor T4, co z kolei powoduje zatkanie tranzystora T5. Na wyjściu 12 przerzutnika B pojawia się stan niski. Wyjście to steruje przerzutnik z tranzystorami T6 i T7. Przy stanie L na wyjściu 12 tranzystor T6 jest zatkany, na jego kolektorze występuje stan H, a więc tranzystor T7 przewodzi i na jego kolektorze występuje stan L (napięcie jest bliskie zero). W rezultacie, w punkcie A układu występuje stan H, a w punkcie B – stan L. Kondensator C2 ładuje się przez diodę D5, powodując zatkanie tranzystora T8. Wyjścia bramek B2 i B3 są połączone z bazami tranzystorów p-n-p T10 i T11 zatykając je przy stanach H na wyjściach. Po zakończeniu odtwarzania i zadziałania układu autostopu napięcie na kolektorze tranzystora VT703 spada do 8 V, dioda D2 przestaje przewodzić powodując zatkanie tranzystora T4. Na kolektorze tranzystora T4 pojawia się stan H, który wysterowuje tranzystor T5. Stan na wyjściu przerzutnika B zmienia się na H, zaczyna przewodzić tranzystor T6 powodując zatkanie tranzystora T7. Następuje zmiana stanów w punktach A i B, stan H w punkcie B powoduje ładowanie kondensatora C3. Na obu wejściach bramki B2 pojawia się stan H, a na jej wyjściu stan L, wysterowujący tranzystor T10. Emitery i kolektory tranzystorów T10 i T11 są połączone równolegle do przycisków włączających funkcje magnetofonu, w rezultacie więc tranzystor T10 spowoduje włączenie funkcji "Przewijanie do tyłu". Stan L na wyjściu bramki B2 będzie trwać do czasu rozładowania się kondensatora C3 (ok. 0,5 s). Po włączeniu funkcji "Przewijanie do tyłu" na kolektorze tranzystora VT703 ponownie pojawia się napięcie wyższe od napięcia diody Zenera D2. Sytuacja staje się podobna do sytuacji przy odtwarzaniu z tą jednak różnicą, że po zakończeniu przewijania i zadziałaniu autostopu stan L pojawia się na wyjściu bramki B3, a tranzystor T11 spowoduje włączenie funkcji odtwarzania. Po włączeniu odtwarzania opisana sytuacja powtarza się.

W celu wyłączenia układu należy ponownie nacisnąć przyciski "Start" i "Przewijanie do tyłu".

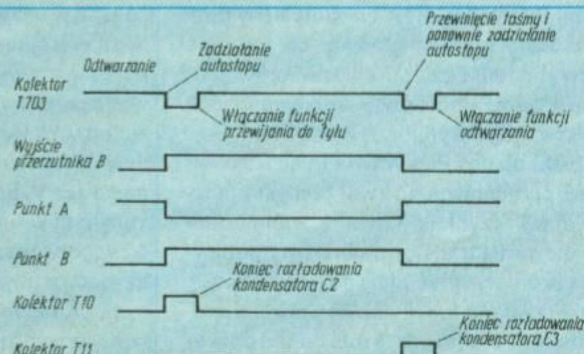
Zwiększenie pojemności kondensatora C1 wydłuża czas, w którym nie jest włączana żadna z funkcji.

Napięcie zasilające układ APO można uzyskać z prostego zasilacza stabilizowanego +5 V, stosując scalony stabilizator w rodzaju UL7805 lub podobny o napięciu 5 V.

Układ APO zastosowany w radiomagnetofonie RMS 820S "Condor" działa bezawaryjnie od ponad pół roku. □



Rys. 1. Schemat układu automatycznego powrotu odtwarzania i połączeń z radiomagnetofonem "Condor"



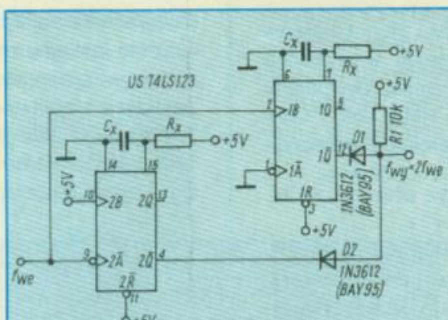
Rys. 2. Przebiegi napięć w układzie

Prosty podwajacz częstotliwości

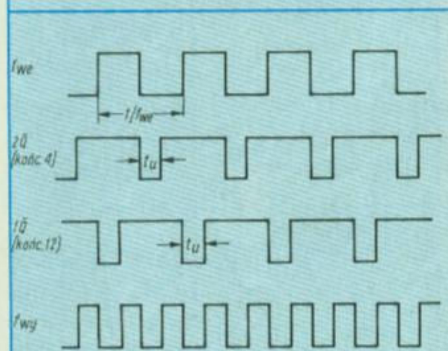
Najczęściej stosowanym działaniem arytmetycznym wykonywanym na częstotliwości sygnału jest dzielenie. Jednak w niektórych sytuacjach potrzebne jest także zwielokrotnianie częstotliwości, np. mnożenie przez dwa. W "Electronic Design" opisano prosty, pomysłowy układ podwajacza częstotliwości zawierający tylko jeden układ scalony – podwójny uniwibrator typu 123. Schemat układu przedstawiono na rys. 1.

Aby układ pracował prawidłowo powinny być spełnione pewne warunki. Sygnał wejściowy musi się charakteryzować współczynnikiem wypełnienia ok. 50% (czyli powinna to być fala w przybliżeniu symetryczna), szerokość impulsu z uniwibratora ma być mniejsza od połowy okresu sygnału wejściowego, a stałe czasowe $R_x C_x$ w obu uniwibratorach powinny być jednakowe.

Działanie układu łatwo prześledzić na przebiegach czasowych (rys. 2). Układ pracuje na zasadzie podwójnego detektora zboczy impulsów. Jeden uniwibrator wykrywa zbocze ujemne, a drugi – dodatnie. W ten sposób za prostym układem sumy logicznej złożonym z dwóch diod D1 i D2 uzyskuje się przebieg o częstotliwości podwójnej: $f_{wy} = 2f_{we}$. Można



Rys. 1. Schemat układu podwajacza



Rys. 2. Przebiegi napięć w układzie w przypadku, gdy $t_u \approx 1/4f_{we}$

łatwo obliczyć zależność między współczynnikiem wypełnienia przebiegu wyjściowego *k* a szerokością impulsu z uniwibratora t_x:

$$t_x = (1 - k)/2f_{we}$$

W układzie 74LS123 szerokość impulsu wyjściowego jest określona wzorem:

$$t_x = 0{,}45\ R_x C_x \approx 0{,}5\ R_x C_x$$

Z obu powyższych wzorów wynika zależność:

$$0{,}5\ R_x C_x = (1 - k)/2f_{we}$$

a więc:

$$R_x C_x \approx (1 - k)/f_{we}$$

Jeżeli chce się uzyskać falę symetryczną, to k = 0,5 i wówczas

$$R_x C_x \approx 1/2f_{we}$$

Wynika stąd, że w celu uzyskania fali prostokątnej należy dobrać szerokość impulsu z uniwibratora równą $1/4f_{we}$.

Zaletą tego układu jest stabilność częstotliwości wyjściowej taka sama jak wejściowej. Stabilność współczynnika wypełnienia zależy natomiast od właściwości uniwibratora.

Diody można zastąpić krajowymi, np. typu BAY95 lub BAP795. *(mn)*

LITERATURA

Siebott J.C.: Circuit doubles input frequency. "Electronic Design", nr 17/1992, str. 68 □

Do...i od Redakcji

Jeszcze o transformatorze AT110

Transformator wysokiego napięcia AT110 do telewizorów czarno-białych dostarcza zajęcia pokoleniom serwisowców. Każdy ma na niego swoje sposoby. O kilku już pisaliśmy, tu mamy jeszcze jeden.

Transformator wn typu AT110 jest stosowany w jednopłytowych telewizorach tranzystorowych, np. "Cygnus" i pochodnych. Przeważnie jest on wlutowany bezpośrednio w płytę główną, co utrudnia jego zbadanie czy sprawdzenie. Kłopotliwe i narażające płytę drukowaną jest również jego wylutowywanie.

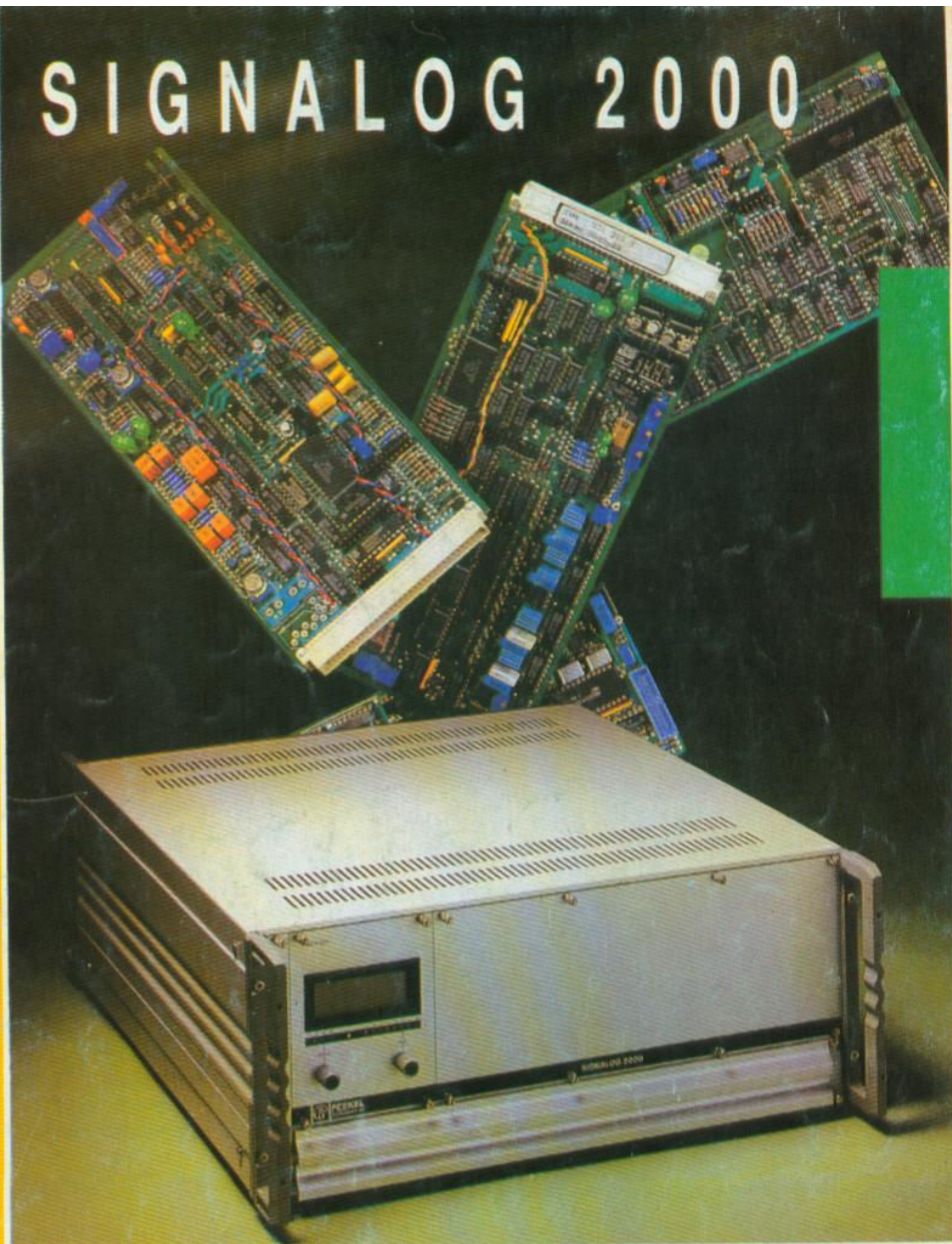
Napisał do nas Pan Wawrzyniec Kościelniak, przedstawiając swój pomysł umożliwiający szybkie, łatwe i wielokrotne wyjmowanie transformatora wn z odbiornika bez narażania płyty na uszkodzenie. Wykorzystano tu fakt, że końcówki transformatora wystają ok. 5 mm ponad powierzchnię płytki drukowanej.

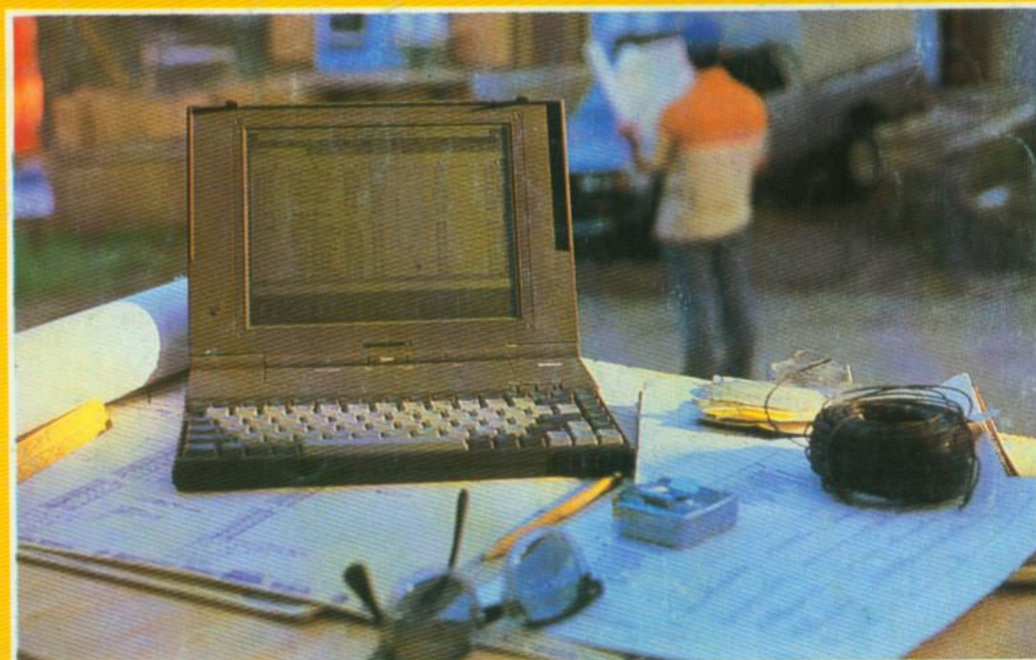
Przy pierwszej okazji – np. wymianie – należy wylutować transformator i oczyścić otwory z cyny. Można tu użyć np. zapałki zaostrzonej do średnicy otworu w płytce którą po nagrzaniu cyny wkłada się w otwór i obraca. Następnie przygotowujemy styki, uzyskane z podstawki lampowej typu "loktal", od popularnych dawniej lamp serii 21, w rodzaju EBL21 czy EF22. Na ogół wymaga to rozprucia starego odbiornika. Najlepsze do tego celu są końcówki ze sprężynkami ułożonymi w trójkąt, trochę gorzej nadają się końcówki dwusprężynkowe. Do końcówek z podstawki, po ich wyjęciu, przylutowujemy 25 ÷ 30 mm odcinki izolowanej linki miedzianej. Na lutowane miejsca naciągamy koszulkę izolacyjną. Drugi koniec linki lutujemy do drukowanej płytki w pobliżu otworu na końcówkę transformatora uważając aby nie zalać otworu cyną. Końcówek powinno być 11 czyli tyle, ile wyprowadzeń ma transformator. Dłuższe odcinki linki ułatwiają zakładanie końcówki na wyprowadzenia transformatora ale zwiększają możliwość pomyłek. W rezultacie uzyskujemy coś w rodzaju każdorazowo składanej podstawki pod transformator (czy rzeczywiście zrobienie jakiejś podstawki było nie do wykonania podczas produkcji odbiornika?). Transformator wkłada się lekko rozginając wyprowadzenia w otworach co go w nich utrzymuje, na wyprowadzenia nasuwa się końcówki... i wszystko. No, jeszcze tylko jedno lutowanie nad transformatorem, ale i to można zastąpić prostym złączem przelotowym szpilka – końcówka.

Jakie zalety ma takie rozwiązanie, może świadczyć przykład. Autor miał 5 skompletowanych transformatorów AT110 z przeceny. Wybranie najlepszego z nich, dającego pobór prądu odbiornika najbardziej zbliżony do znamionowego, nie było żadnym problemem, tak jak nie było problemem sprawdzanie podejrzanych transformatorów kolegów.

(Na podstawie listu Pana *Wawrzyńca Kościelniaka)* □

SIGNALOG 2000. Uniwersalny, dużej dokładności system wzmacniaczy pomiarowych przystosowany do różnych czujników pomiarowych o bardzo małym sygnale, jak termopary, elementy piezoelektryczne, fotodetektory itp. Konstrukcja modułowa pozwala na wybieranie pakietów w zależności od wymagań napięciowych i prądowych. Sterowanie oczywiście mikroprocesorowe z wymiennymi panelami pamięci ROM i RAM. (Firma Peekel Instruments - Holandia)





Komputer Notebook firmy Dell (Artykuł wewnątrz numeru)